学校代码: 10246

学 号: 10210720175

# 復旦大學

# 硕士学位论文

# CMOS 宽带可变增益低噪声放大器的设计

院 系: 信息科学与工程学院

专业: 集成电路工程

姓 名: 杨涛

指导教师: 唐长文副教授

完成日期: 2012年06月29日

# 目 录

見 录	<u>.</u>		
	*		
Abstr	act·····		3
第一章	極 概述	<u></u>	5
1.	.1 移动	数字电视调谐器	5
1.	.2 宽带	可变增益低噪声放大器	6
1.	.3 研究	内容及贡献	8
1.		组织结构	
第二章		低噪声放大器	
2.	.1 主要	性能参数	11
	2.1.	1 输入反射损耗系数	11
	2.1.2	- //6/ /41/294	
	2.1.3	3 线性度	
	2.1.4		
	2.1.		
2.	.2 传统	结构的低噪声放大器	
	2.2.	2 10412 11 4	
	2.2.2	- / ( )///	
	2.2.3		
2.		增强和电容交叉耦合低噪声放大器	
2.	.4 噪声	抵消低噪声放大器	18
		负反馈低噪声放大器	
		增益和输入阻抗匹配	
3.		系数	
		<b>1</b> 噪声因子的计算 ·······	
		2 噪声因子的优化考虑	
		3 输入阻抗不匹配对噪声系数的影响	
3.		:度······	
3.		性	
第四章		增益低噪声放大器的设计	
4.		·	
4	2 高增	益模块	34

	4.2.1	偏置电路的考虑 · · · · · · 34	4
	4.2.2	高增益模块 2-dB 增益台阶 ······3	7
4.3	电阻泵	を減器······38	8
	4.3.1	衰减器增益 · · · · · 38	8
	4.3.2	衰减器的噪声因子 · · · · · · 4	1
		9益42	
4.5	完整的	可变增益低噪声放大器44	4
		计和仿真结果	
5.1		t计······4	
	5.1.1	低噪声放大器的版图设计4	7
	5.1.2	电阻衰减器的版图设计 · · · · · · 49	9
	5.1.3	整体版图的布局 · · · · · · 5	1
5.2	后仿真	[结果······5	1
	5.2.1	最高增益低噪声放大器的仿真结果 … 5	1
	5.2.2	可变增益低噪声放大器的 S <sub>11</sub> ······55	3
	5.2.3	可变增益低噪声放大器的增益54	4
	5.2.4	可变增益低噪声放大器的噪声系数55	5
	5.2.5	可变增益低噪声放大器的 IIP3 · · · · · · · 56	6
5.3	设计小	、结·······5 <sup></sup>	7
第六章	总结与	展望 59	9
6.1	总结…	······ 59	9
6.2	展望…		9
		6·	
致谢		······ 69	9

# 图目录

图 1-1	直接下变频结构调谐器结构	5
图 1-2	(a)多个窄带组成宽带; (b)单个宽带 ····································	
图 2-1	MOS 管的沟道噪声 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	11
图 2-2	电视调谐器的简化级联结构	13
图 2-3	共源结构	14
图 2-4	共栅结构	15
图 2-5	电阻反馈结构	16
图 2-6	跨导增强共栅低噪声放大器	16
图 2-7	电容交叉耦合差分低噪声放大器	17
图 2-8	电阻负反馈匹配电路的(a)噪声和(b)有用信号 ······	
图 2-9	噪声抵消低噪声放大器示意图	
图 2-10	宽带噪声抵消低噪声放大器	19
图 2-11	噪声抵消技术的另一种实现 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	21
图 3-1	有源负反馈低噪声放大器	23
图 3-2	计算输入阻抗的小信号等效电路图	23
图 3-3	不同增益对应的 $R_{\rm F}$ 和 $g_{\rm m2}$ 的值 · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	24
图 3-4	计算噪声电流 $i_{n1}$ 到输出电压 $v_{n,out}$ 的传输函数的等效小信号电路图	25
图 3-5	输入阻抗对噪声系数的影响	28
图 3-6	低噪声放大器中非线性失真的产生	
图 3-7	对不同电压增益 $A_V$ , $IIP_3$ 随 $R_F$ 的变化关系 ·······	31
图 4-1	可变增益低噪声放大器的两种实现方式	33
图 4-2	衰减后再放大的可变增益低噪声放大器结构	
图 4-3	可变增益的低噪声放大器	35
图 4-4	共栅管栅极偏置电压开关的实现	35
图 4-5	应用恒定跨导偏置技术产生偏置电流	
图 4-6	低噪声放大器的偏置电路	
图 4-7	可变增益电阻衰减器 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	
图 4-8	电阻衰减器中的开关	
图 4-9	电阻衰减器的噪声因子	41
图 4-10	传统 R-2R 电阻衰减器 ······	
图 4-11	电阻衰减器的噪声系数与电压增益的关系	
图 4-12	att 与 Ina_mg 串联实现放大器的中间增益 ······	
图 4-13	完整的可变增益低噪声放大器	
图 5-1	Ina uhf 的版图······	48

图 5-2	Ina_vhf 的版图······	·· 49
图 5-3	att_uhf 的版图 ······	·· 49
图 5-4	att_vhf 的版图 ······	. 50
图 5-5	整体可变增益低噪声放大器的版图	. 50
图 5-6	UHF 最高增益模式低噪声放大器的增益、NF、S <sub>11</sub> ···································	. 51
图 5-7	VHF 最高增益模式低噪声放大器的增益、NF、S <sub>11</sub> ···································	. 52
图 5-8	UHF 最高增益模式 <i>IIP</i> 3 仿真结果	. 52
图 5-9	VHF 最高增益模式 <i>IIP</i> 3 仿真结果	. 53
图 5-10	UHF 频段 660 MHz 处 S <sub>11</sub> 随增益的变化 ······	. 53
图 5-11	VHF 频段 150 MHz 处 S <sub>11</sub> 随增益的变化 ····································	·· 54
图 5-12	UHF 的增益及增益台阶	. 55
图 5-13	VHF 的增益及增益台阶 ······	. 55
图 5-14	UHF 频段 660 MHz 处噪声系数随增益的变化	. 56
图 5-15	VHF 频段 150 MHz 处噪声系数随增益的变化	. 56
图 5-16	UHF 频段 <i>IIP</i> 3 随增益的变化	. 57
图 5-17	VHF 频段 <i>IIP</i> 3 随增益的变化 ····································	. 57

# 表目录

表 1-1	数字电视调谐器性能指标	6
表 1-2	宽带可变增益低噪声放大器性能指标要求	7
表 4-1	共源和共栅 MOS 管单元个数 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	37
表 4-2	共源-共栅级 MOS 管单元尺寸 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	37
表 4-3	不同增益模式下 MOS 管工作情况和得到的增益台阶	38
表 4-4	电阻衰减器增益控制表	40
表 4-5	中间增益模式及各增益组成	43
表 4-6	增益模式控制	45
表 5-1	电感参数	48
表 5-2	后仿真结果与其他文献的比较	58

# 摘要

在过去的数十年间,许多发达国家已经完成了从模拟电视广播到数字电视广播的转变,如美国、西欧、韩国和日本等,与此同时,南美、中国及其他北美国家也已经开始了数字电视的部署工作。世界上许多国家都积极制定了各自的数字电视广播标准,针对手持多媒体设备的视频接收越来越受到重视。为了能够在不同地区用同样的设备可以提供相同的服务,支持多协议多标准的宽带接收机是最好的解决方案。

本文详细介绍了应用于数字电视调谐器的宽带可变增益低噪声放大器的设计。

首先,根据现存的数字电视广播标准及多标准多频带调谐器的指标要求,确定了宽带可变增益低噪声放大器的性能指标,接着介绍了低噪声放大器的基本概念和最常见的低噪声放大器结构,分析并总结各种结构的核心思想和优缺点。

其次,着重分析了有源负反馈结构的低噪声放大器,包括其电压放大倍数、 输入反射损耗、噪声系数、输入三阶交调点和稳定性等内容。

然后,以有源负反馈结构为可变增益低噪声放大器的高增益放大模块,并采用恒定跨导偏置技术,结合无源电阻分压衰减器构建出完整的 CMOS 宽带可变增益低噪声放大器;同时,分析低噪声放大器的增益及增益台阶的稳定、噪声系数和输入三阶交调点等设计指标。

最后,完成整体可变增益低噪声放大器的版图设计和后仿真。仿真结果表明,在 VHF(50~250 MHz)和 UHF(470~860 MHz)频段,最高增益可分别达到 22 dB和 20 dB;最高增益模式下,噪声系数可分别低至 1.16 dB和 1.41 dB;输入三阶交调点分别为+0.5 dBm和+1 dBm;输入反射损耗保持在-11 dB和-8 dB以下。电源电压为 1.8 V时,在 VHF和 UHF工作频段下电路消耗的电流都小于 8 mA。

**关键词:**数字电视调谐器、宽带可变增益低噪声放大器、电阻衰减器、噪声系数、 线性度

中图分类号: TN432

# **Abstract**

During the last few decades, many of the developed countries have moved from analog terrestrial broadcasting to digital broadcasting, including the United States, the Republic of Korea, Western Europe, and Japan. Deployment of DTV (Digital TV) systems has also begun in South America, China and the rest of North America. Many countries have developed their own standards, and video reception with hand-held mobile devices has drawn more and more attention. A multi-standard, multi-band wideband receiver has been proved to be one of the most efficient candidates to enable the same service in different areas.

In this thesis, a wideband variable gain low noise amplifier(VGLNA) in a DTV tuner is designed and discussed in great detail.

First of all, requirements of the wideband VGLNA are given based on a variety of DTV broadcast standards and the given specification of a multi-standard multi-band tuner. Then, basic concepts and core ideas of LNAs are discussed in detail.

Secondly, a wideband LNA based on an active feedback technique is presented in great detail, including the voltage gain, the input return loss, *NF*, *IIP*<sub>3</sub> and stability etc.

Thirdly, the active feedback LNA serves as the core amplifier of VGLNA, where constant- $G_m$  biasing technique is used. Resistive attenuator is added to compose a complete CMOS LNA with a specified range of gain control; meanwhile, a great attention is paid in the analysis and discussion of the gain range, gain step, NF and  $IIP_3$  etc.

Finally, the layout of the VGLNA is presented and simulated results are given. According to the post simulation results, the VGLNA has a voltage gain of 22 dB and 20 dB respectively in VHF( $50\sim250$  MHz) and UHF( $470\sim860$  MHz) bands. At the maximum gain, *NF* can be as low as 1.16 dB and 1.41 dB,  $IIP_3$  is +0.5 dBm and +1 dBm,  $S_{11}$  keeps lower than -10 dB and -8 dB, in VHF and UHF bands, respectively. The supply voltage is 1.8 V, and the current consumption is lower than 8 mA in both VHF and UHF bands.

**Keywords:** TV-Tuner, Wideband Variable Gain Low Noise Amplifier, Resistive Attenuator, Noise Figure, Linearity

**Classification Code:** TN432

# 第一章 概述

## 1.1 移动数字电视调谐器

在过去的数十年时间里,许多发达国家已经完成了从模拟电视广播到数字电视(Digital TV, DTV)广播的转变,例如美国、西欧、韩国和日本等,与此同时,南美、中国及其他北美国家也已经开始了数字电视的部署工作[1]。数字电视比模拟电视有诸多优势,比如更好的画面和声音质量,更多的可用频道和交互式服务等等[2]。

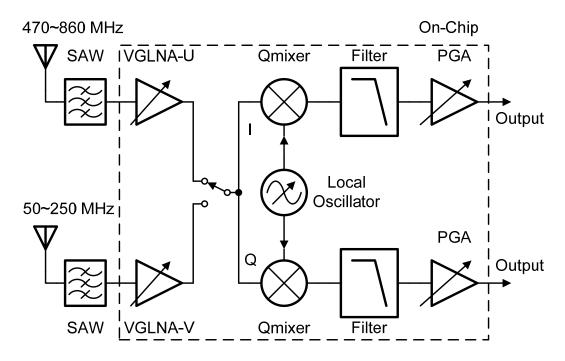


图 1-1 直接下变频结构调谐器结构

到目前为止,除欧洲大部分国家采用的DVB-T(Digital Video Broadcasting-Terrestrial)标准外,世界上许多其他国家也都积极制定了各自的数字电视广播标准,如日本和巴西的ISDB-T(Integrated Services Digital Broadcasting-Terrest rial)标准,美国的ATSC(Advanced Television Systems Committee)标准等[3]。随着消费者习惯的改变,手持多媒体设备的视频接收越来越受到重视,DVB-T的移动版本DVB-H(DVB-Handheld)应运而生[4],它主要应用于欧洲。2005年5月,世界上第一个官方移动DTV服务在韩国启动,它采用DMB(Digital Multimed ia Broadcasting)标准,DMB可以通过卫星传输(Satellite-DMB),也可以是地面广播(Terrestrial-DMB)。美国主要有MediaFLO(Forward Link Only)和ATSC-MH (Mobile/Handheld)标准[5],日本和巴西等国家采用ISDB-T的移动版本ISDB-Tss (single segment)。中国除了DMB-T标准外,还有基于卫星和地面交互结构的C

MMB(China Multimedia Mobile Broadcasting)标准[6]。上述标准定义的频率范围大多涵盖VHF(50~250 MHz)和UHF(470~860 MHz)频带。

DTV Standards	DVB-T/H, ATSC-MH, ISDB-Tss, DAB, T-DMB, DTMB, CMMB(UHE)		
Frequency Range	VHF(50~250 MHz)/UHF(470~860 MHz)		
RF Input Range	-110 dBm~+10 dBm		
Gain Range	-6 dB~114 dB		
NF @ Max Gain	<4 dB		
Sensitivity 64QAM 3/4	<-81.3 dBm		
Sensitivity QPSK 1/2	<-96.6 dBm		
IIP 3 @ RF Max Gain	>-10 dBm		
Power Consuption	<72 mW @ V <sub>DD</sub> =1.8 V		
Area	<4 mm² @ 0.18-μm CMOS		

表 1-1 数字电视调谐器性能指标

多种标准和协议并存是目前数字移动电视接收领域的客观事实和特点。消费者希望在不同地区用同样的设备可以享受到相同的服务,所以支持多协议多标准的宽带接收机是最好的解决方案之一。单片集成、低功耗、低成本和支持多标准多频带的数字电视调谐器的研究和设计已经得到了广泛的重视[7]-[13]。

多标准和多频带的调谐器要能够处理50~860 MHz范围内的信号。为了满足宽带应用,就要解决宽带时出现的谐波混频抑制(Harmonic Mixing Rejection)和镜像抑制(Image Rejection)等问题。传统的上/下双变频结构在功耗和面积上都无法满足移动电视接收的要求[3]。在一定功耗和面积要求下,宽带直接变频结构被证明是最合理且最有效的解决方案[14]-[19],其典型结构框图如图1-1所示[2]。

不同的标准对调谐器的灵敏度及抗干扰性能有不同的要求,其中DVB-H的测试条件最为严格[2][3]。根据测试条件的要求,可以定出满足要求的调谐器的各项性能指标,见表1-1。

# 1.2 宽带可变增益低噪声放大器

由于直接变频结构中的混频器往往有较高的噪声,所以必须在混频之前增加低噪声放大器。这样将改善调谐器的噪声性能,满足系统灵敏度的要求。

数字电视调谐器中的宽带低噪声放大器的实现方式一般有两种,一种是多个可调谐的窄带低噪声放大器组合实现宽频带的信号接收(图1-2(a)),另一种是宽带低噪声放大器覆盖整个信号频带(图1-2(b))。前者只要比较低的功耗就可以得到较高的增益,较好的噪声系数和中等的线性度,尤其是可以很好的解决低噪声

放大器后面各级模块由于带外抑制而带来的线性度问题。但是,缺点在于要用到多个大电容和面积大并且不容易集成的电感,成本太高,且增益平坦性不佳。后者在宽带内可以实现较好的阻抗匹配,在增益、噪声和线性度等性能上得到相对折衷的结果。通常情况下,宽带低噪声放大器是数字电视调谐器设计时不错的选择。但是,如果片外采用声表面滤波器(SAW)对频率预选择,则多个分立宽带低噪声放大器也是不错的选择[10]。

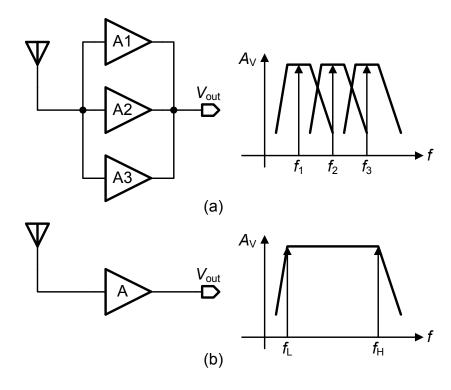


图 1-2 (a)多个窄带组成宽带; (b)单个宽带

表 1-2 宽带可变增益低噪声放大器性能指标要求

Input Impedance	50 Ω		
Input Return Loss (S <sub>11</sub> )	<-10 dB		
Ouput Impedance	Single Output, not care		
Band Width, <i>BW</i>	50~250 MHz,470~860 MHz		
Input Singnal Range	-100 dBm~+10 dBm		
Voltage Gain Range	-22 dB~+20 dB with 2-dB step		
IIP <sub>3</sub>	-5 dBm @ Max Gain		
NF	<2 dB @ Max Gain		
Power Consumption	7 mA with $V_{\rm DD}$ =1.8 V		

本文需要处理的频率范围是两个分立的频带,VHF和UHF频段,所以采用了两个分立的宽带低噪声放大器分别接收VHF和UHF信号(图1-1)。这样,对不同

频带低噪声放大器的各项性能进行优化。本文所设计的宽带可变增益低噪声放大器的指标要求如表1-2。宽带低噪声放大器的主要作用及设计要求通常有以下几个方面:

- 1) 在宽的工作频带内达到良好的输入阻抗匹配;
- 2) 提供足够的增益,对接收到的微弱信号进行放大,以便后级信号的处理,同时抑制后级模块的噪声对系统噪声的贡献:
- 3) 要有足够低的噪声系数(Noise Figure, *NF*),尽量减小对系统噪声系数的贡献,满足系统灵敏度的要求;
- 4) 有良好的输入三阶交调点(Input third Intercept Point,  $IIP_3$ ),不至于明显恶化系统的输入三阶交调点;
- 5) 有一定的增益控制范围,满足系统对动态范围(Dynamic Range, *DR*) 的要求:
- 6) 满足上述要求的前提下,功耗和面积尽量小。

## 1.3 研究内容及贡献

本文主要完成了应用于数字电视调谐器的宽带可变增益低噪声放大器的分析、设计和仿真等工作。主要包括低噪声放大器主要性能指标分析,常见低噪声放大器结构的分析,基于有源负反馈技术的低噪声放大器的分析和设计,应用于数字电视调谐器的可变增益放大器的设计和仿真工作。具体研究内容及贡献包括:

- 1) 总结低噪声放大器设计的主要性能指标。
- 2) 对常见低噪声放大器进行了理论推导,总结和比较它们的优缺点。
- **3)** 着重研究基于有源负反馈结构的低噪声放大器的噪声优化和线性度提高技术等。
- 4) 设计完成用于数字电视调谐器的可变增益低噪声放大器。它包括有源高增益低噪声放大器和无源电阻分压衰减器等。
- 5) 完成版图设计和仿真验证工作。

## 1.4 论文组织结构

本论文一共分为六章, 具体组织结构如下:

第一章概述性地介绍了本文的研究背景和研究内容。

第二章介绍了低噪声放大器的性能指标,从匹配、增益、噪声系数和线性度等方面总结分析常见低噪声放大器的结构和优缺点等。

第三章详细解释了一个基于有源负反馈结构的低噪声放大器的设计过程,包括输入阻抗匹配、电压增益、带宽、噪声系数、线性度和稳定性等。

第四章针对数字电视调谐器的要求,完成电阻衰减器的设计。电阻衰减器与有源放大器模块配合,构建完整的可变增益低噪声放大器系统。接着,详细分析增益范围及增益台阶的实现,分析面临的主要问题和难点。最后,给出了完整的宽带可变增益低噪声放大器。

第五章先介绍可变增益低噪声放大器的版图设计,然后给出后仿真结果及与 其他已报道文献中低噪声放大器的性能比较。

第六章是本文的总结和未来的工作的展望。

# 第二章 常见低噪声放大器

本章首先介绍低噪声放大器的几个重要概念和性能指标,然后分别从阻抗匹配、电压增益、噪声因子、带宽及线性度等方面介绍和分析常见低噪声放大器的电路结构,并总结和对比各种电路结构的优缺点。

## 2.1 主要性能参数

#### 2.1.1 输入反射损耗系数

低噪声放大器的输入阻抗  $Z_{in}$  通常为 50  $\Omega$ [20],用输入反射系数  $S_{11}$  衡量,

$$S_{11} = 20 \log \left| \frac{Z_{in} - R_{s}}{Z_{in} + R_{s}} \right|$$
 (2.1)

其中  $R_S$  是输入源阻抗。通常要求  $S_{11}$  小于-10 dB 即可。宽带低噪声放大器要保证在宽频带内都达到平坦的阻抗匹配是比较困难的。

#### 2.1.2 噪声系数

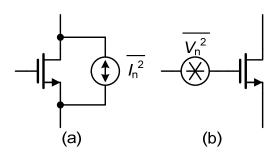


图 2-1 MOS 管的沟道噪声

噪声是一种随机过程,通常用功率谱密度(Power Spectral Density, *PSD*) 表示器件的噪声特性。常见的噪声源有电阻热噪声、MOS 管沟道热噪声和 MOS 管闪烁噪声等[21]。

阻值为R的电阻的噪声可以用与电阻串联的电压源 $V_n^2$ 或与之并联的电流源 $I_n^2$ 表示,单边功率谱密度表示为:

$$\overline{V_{\rm n}^2} = 4kTR \tag{2.2}$$

$$\overline{I_n^2} = \frac{4kT}{R} \tag{2.3}$$

其中  $k(=1.38\times10^{-23} \text{ J/K})$ 是玻尔兹曼常数(Boltzmann Constant),T是绝对温度。 对工作在饱和区的长沟道 MOS 器件而言,其最主要的噪声源是沟道热电流

噪声,如图 2-1 所示,可以用一个连接在 MOS 管漏源两极的噪声电流源表示:

$$\overline{I_n^2} = 4kT\gamma g_{d0} \tag{2.4}$$

其中,  $g_{d0}$  是当  $V_{DS}=0$  时的漏源跨导, 对于长沟道器件有  $g_{d0}$  与饱和区的  $g_{m}$  相等。

 $\gamma$  是白噪声系数[22],通常有  $\gamma$ =2/3,在深亚微米工艺中, $\gamma$ ≈1,甚至更大。为简便起见,本文的理论分析用  $q_m$ 代替  $q_{d0}$ 。

MOS 管的闪烁噪声(Flicker Noise)[21],也称为 1/f 噪声,可以用与栅极串联的噪声电压源表示,其表达式为:

$$\overline{V_n^2} = \frac{K}{C_{...}WL} \cdot \frac{1}{f} \tag{2.5}$$

其中,K是与工艺有关的常量,在  $10^{-25}$   $V^2F$  数量级, $C_{ox}$  为单位面积栅氧化层电容,W和 L 分别是 MOS 管的宽和长。

除上述常见噪声源以外,在频率接近器件的特征频率  $\omega_T$ 时,器件还会呈现出栅感应电流噪声(Gate-induced Noise Current)[23],但是在一般的低频电路分析常常可以忽略。

基于以上噪声源模型,任何电路可以用等效输入噪声和等效输出噪声来表示电路的噪声特性,然后,用噪声系数(Noise Figure,NF)衡量电路的噪声性能。噪声系数是噪声因子(Noise Factor,F)的分贝表示形式,噪声因子 F 定义为输入信噪比  $SNR_{in}$  和输出信噪比  $SNR_{out}$  的比值,F 和 NF 定义式分别为:

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}$$
 (2.6)

$$NF = 10\log \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}$$
 (2.7)

针对某个具体的电路结构的理论推导,通常以噪声因子形式给出电路的噪声性能。但是,仿真和测试结果则常用噪声系数表述。

#### 2.1.3 线性度

实际电路往往具有非线性,非线性特性往往采用输入三阶交调点表征。 仿真和测试中常用双音(Two-Tone)测试的方法得到 *IIP*<sub>3</sub>[20],

$$IIP3\big|_{dBm} = \frac{\Delta P\big|_{dB}}{2} + P_{in}\big|_{dBm}$$
 (2.8)

其中, $\Delta P$ 代表双音测试中一阶项与三阶交调项的差值, $P_{in}$ 是双音测试信号的单音输入信号功率。

#### 2.1.4 级联的噪声和线性度

电视调谐器的简化级联结构如图 2-2 所示。可变增益低噪声放大器(Variable Gain Low Noise Amplifier,VGLNA)、正交混频器(Quadrature Mixer,Qmixer)、滤波器(Filter)和可编程增益放大器(Programmable Gain Amplifier)的噪声系数(相对源阻抗  $R_{\rm S}$ )和  $IIP_{\rm 3}$ 分别记作  $NF_{\rm 1}$ ~ $NF_{\rm 4}$ 和  $IIP_{\rm 3,1}$ ~ $IIP_{\rm 3,4}$ ,空载全电压增益分别表示为  $A_{\rm VS1}$ ~ $A_{\rm VS4}$ ,各级空载电压增益为  $A_{\rm V1}$ ~ $A_{\rm V4}$ ,那么整体系统的  $NF_{\rm total}$  和

IIP<sub>3,total</sub> 可以表示为[20]:

$$NF_{\text{total}} = 1 + (NF_1 - 1) + \frac{NF_2 - 1}{A_{\text{VS1}}^2} + \frac{NF_3 - 1}{A_{\text{VS1}}^2 A_{\text{VS2}}^2} + \frac{NF_4 - 1}{A_{\text{VS1}}^2 A_{\text{VS2}}^2 A_{\text{VS3}}^2}$$
(2.9)

$$\frac{1}{IIP_{3,\text{total}}^2} \approx \frac{1}{IIP_{3,1}^2} + \frac{A_{\text{V1}}^2}{IIP_{3,2}^2} + \frac{A_{\text{V1}}^2 A_{\text{V2}}^2}{IIP_{3,3}^2} + \frac{A_{\text{V1}}^2 A_{\text{V2}}^2 A_{\text{V3}}^2}{IIP_{3,4}^2}$$
(2.10)

式(2.9)表明,处于调谐器最前端的可变增益低噪声放大器的噪声系数直接贡献到整个调谐器的 NF<sub>total</sub>上,而后面各级的噪声系数可以利用前面各级的增益来减少其贡献。

式(2.10)表明,可变增益低噪声放大器的线性度对整个系统的线性度是有影响的。

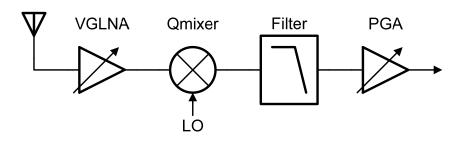


图 2-2 电视调谐器的简化级联结构

#### 2.1.5 灵敏度

灵敏度定义为接收机在满足一定的信噪比的情况下,能够检测到的最小信号功率[20]。不同调制方式对信噪比的要求不同,譬如 64QAM 调制方式需要至少25 dB 信噪比。

灵敏度的表达式如下:

$$P_{\text{sens}}|_{dBm} = P_{RS}|_{dBm/Hz} + 10\log B + NF|_{dB} + SNR_{\min}|_{dB}$$
 (2.11)

其中, $P_{RS}$  是源阻抗在输入端口的噪声功率,B 是有用信号带宽,NF 是接收机的噪声系数, $SNR_{min}$  是接收机需要的最小信号噪声比。另外,前三项之和通常称为噪声基底。式(2.11)表明噪声系数直接决定接收机可以达到的灵敏度。

如果接收机输入阻抗匹配,那么:

$$P_{RS}|_{dBm/Hz} = \frac{(1/2)^2 \cdot 4kTR_S}{R_S} = kT = -174 \text{ dBm/Hz}$$
 (2.12)

其中假设 T=300 K。

## 2.2 传统结构的低噪声放大器

输入阻抗匹配是低噪声放大器设计中面临的第一个问题。实现输入阻抗匹配有共源、共栅和电阻并联反馈等电路结构,这三种电路结构共同的特点是阻抗匹

配简单。下面主要从输入阻抗匹配、电压增益和噪声系数等方面分析不同结构的 低噪声放大器。

#### 2.2.1 共源结构

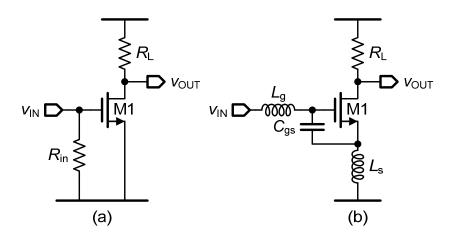


图 2-3 共源结构

共源(Common Source,CS)放大器输入阻抗为容性,在栅极并联电阻后可以得到阻性输入阻抗,如图 2-3(a)所示,其中电阻  $R_{in}$  取值为源阻抗  $R_{S}$ ,满足输入阻抗匹配。

共源低噪声放大器的噪声因子为:

$$F_{\text{CS}} = 2 + \frac{4\gamma}{g_{\text{m1}}R_{\text{S}}} + \frac{4}{g_{\text{m1}}^2 R_{\text{S}} R_{\text{L}}} > 2$$
 (2.13)

其中, $g_{m1}$ 为放大管 M1 的跨导, $R_L$ 为共源放大器的负载电阻。所以,共源低噪声放大器的噪声系数  $NF_{CS}$  大于 3 dB。

在窄带应用中,共源 MOS 管的栅极和源极分别串联上电感  $L_g$  和  $L_s$ ,电感与 MOS 管的栅源寄生电容  $C_{gs}$  在谐振频率处会产生实阻抗,该实阻抗与源阻抗  $R_S$  匹配,如图 2-3(b)所示[24]。源极串联电感负反馈共源低噪声放大器的输入阻抗和噪声因子分别为:

$$Z_{in} = s\left(L_{S} + L_{g}\right) + \frac{1}{sC_{gs}} + \left(\frac{g_{m1}}{C_{gs}}\right)L_{S}$$
 (2.14)

$$F = 1 + \frac{R_{Lg} + R_{Ls}}{R_{S}} + \frac{R_{gate}}{R_{S}} + \gamma g_{d0} R_{S} \left(\frac{\omega_{0}}{\omega_{T}}\right)$$
(2.15)

其中, $R_{Lg}$ 和  $R_{Ls}$ 分别是栅极和源极串联电感的寄生电阻, $R_{gate}$ 是 MOS 管栅极电阻。在谐振频率处,输入阻抗呈现阻性:

$$Z_{\rm in} = \left(\frac{g_{\rm m1}}{C_{\rm gs}}\right) L_{\rm S} \tag{2.16}$$

其中, $g_{m1}$ 和  $C_{gs}$ 分别为 M1 管的跨导和栅源寄生电容。由式(2.15)可以看出,源

极电感反馈共源低噪声放大器的噪声因子与工作频率成正比。

源极串联电感反馈共源低噪声放大器在较低的功耗下可以得到较高的电压增益、较低的噪声系数和较好的线性度。多个独立的电路并行可满足宽带应用[3],但是片上无源电感面积较大,成本较高。

#### 2.2.2 共栅结构

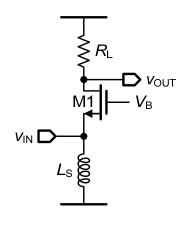


图 2-4 共栅结构

图 2-4 是传统的共栅(Common Gate, CG)低噪声放大器,满足阻抗匹配  $(R_s=R_{in}=1/g_{m1})$ 的情况下,全电压增益为  $A_V=g_{m1}R_L/2=R_L/(2R_S)$ ,噪声因子为:

$$F_{\rm CG} = 1 + \gamma + \frac{4R_{\rm S}}{R_{\rm i}} \tag{2.17}$$

在深亚微米工艺下, $\gamma \approx 1$ , $NF_{CG}$ 大于 3 dB。另外,共栅结构的输入阻抗匹配直接决定跨导  $g_{m1}$ 的选择,只有当  $g_{m1}$ =20 mS 时,才有  $R_{in}$ =50  $\Omega$ ,在增益设计和噪声优化方面失去了灵活性。但是,由于共栅结构具有宽带、高线性度和低功耗等优点,在宽带低噪声放大器中有一定的应用[25][26]。

#### 2.2.3 电阻反馈结构

图 2-5 为电阻反馈(Resistive Feedback,RF)低噪声放大器, $R_{in}$ =1/ $g_{m1}$ ,其噪声因子为:

$$F = 1 + \gamma_1 + \frac{4R_F}{\left(1 - g_{m1}R_F\right)^2 R_S}$$
 (2.18)

在深亚微米工艺下, $\gamma_1 \approx 1$ ,即使忽略第三项, $NF_{RF}$  也大于 3 dB。另外,由于引入了负反馈,该结构的功耗较大。

电阻反馈结构最大的优点就是输入阻抗匹配简单并且面积小,所以利用电阻负反馈得到输入匹配的低噪声放大器设计得到了广泛的应用[27]-[30]。文献[27]基于电阻反馈和 *RLC* 谐振完成窄带低噪声放大器的输入阻抗匹配。文献[28]中介绍的两个电阻负反馈低噪声放大器,都在降低功耗和提高线性度方面做出努

力。文献[28]中的第二个低噪声放大器与文献[27]中的低噪声放大器相似,同时利用可变电阻及电容实现频率可调,从而满足宽带应用。文献[29][30]是在全差分结构中应用电阻反馈实现宽带输入阻抗匹配的例子。

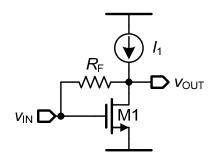


图 2-5 电阻反馈结构

## 2.3 跨导增强和电容交叉耦合低噪声放大器

相比于共源结构,共栅结构有诸多优势。它更容易实现良好的宽带输入阻抗 匹配,对输入端口的寄生电容不敏感,有更好的线性度,稳定性和低功耗等特点。 但是,共栅结构具有较高的噪声系数,这一点还是限制了其在低噪声放大器设计 中的应用[31]。

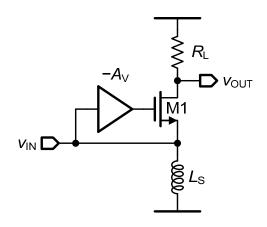


图 2-6 跨导增强共栅低噪声放大器

跨导增强技术通过增加额外的放大器,提高放大器的有效跨导。这样可以在一定程度上降低共栅结构的噪声系数,如图 2-6 所示[31]。输入阻抗匹配要求  $(1+A_V)g_{m1}=1/R_S$ 。如果忽略负载的噪声贡献,跨导增强低噪声放大器的噪声因子可以表示为[32]:

$$F_{\text{CG},g_{\text{m}}} = 1 + \frac{\gamma}{1 + A_{\text{V}}}$$
 (2.19)

相比传统共栅结构, 噪声因子有所减小。

跨导增强技术中的反相放大器可以由差分结构的固有反相特性实现。电容交叉耦合(Capacitor Cross Coupled)低噪声放大器就是一种跨导增强低噪声放大

器。电容交叉耦合低噪声放大器在保持共栅低噪声放大器高带宽、高线性度和稳定性等优点的同时,一定程度上了降低了放大器的噪声系数[33]。

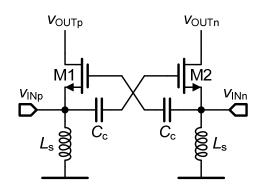


图 2-7 电容交叉耦合差分低噪声放大器

图 2-7 是一个电容交叉耦合差分低噪声放大器[32]。反相放大器的放大倍数  $A_V$  为电容  $C_{cs}$  的分压比:

$$A_{V} = \frac{C_{c}}{C_{c} + C_{gs}} = \frac{1}{1 + \frac{C_{gs}}{C_{c}}}$$
 (2.20)

其中, Cgs 是 M1 和 M2 管的栅源寄生电容。

电容交叉耦合低噪声放大器的噪声因子为:

$$F = 1 + \frac{\gamma}{1 + A_{V}} \approx 1 + \gamma \cdot \left(\frac{C_{gs} + C_{c}}{C_{gs} + 2C_{c}}\right)$$
 (2.21)

如果电容值满足  $C_c\gg C_{os}$ ,则有  $A_V\approx 1$ ,式(2.21)可以写成:

$$F \approx 1 + \frac{\gamma}{2} \tag{2.22}$$

与传统共栅结构相比,噪声因子有了明显降低。

虽然电容交叉耦合技术一定程度上减小了噪声系数,同时保持了共栅低噪声放大器在带宽、线性度、稳定性和功耗等方面的优势,但是需要差分信号输入,这就需要外接单端转差分的变压器[34]。因为电容交叉耦合低噪声放大器的跨导还是受限于输入阻抗匹配与增益之间的关系,所以电压增益很难达到较高。为了提高增益,可以加上正反馈,这样不仅可以提高增益,正反馈和负反馈组成的反馈环路还可以实现沟道噪声抵消,得到更低的噪声系数[35][36]。另外,也可以增加负反馈通路改善放大器的性能[37]。

## 2.4 噪声抵消低噪声放大器

传统共源结构、共栅结构以及电阻反馈结构,在满足宽带阻抗匹配的情况下,很难达到良好的噪声性能。一个重要原因就是输入阻抗匹配要求限制了跨导的选择。噪声抵消技术(Noise Cancelling)可以打破阻抗匹配与增益和噪声系数之间的限制,阻抗匹配的同时实现阻抗匹配器件的噪声和失真的抵消[38]。

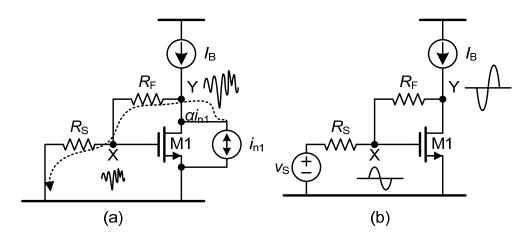


图 2-8 电阻负反馈匹配电路的(a)噪声和(b)有用信号

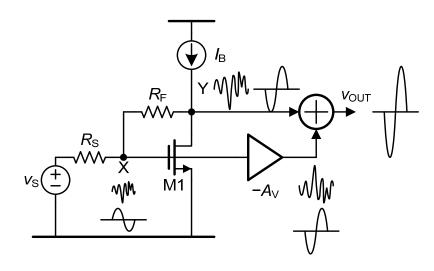


图 2-9 噪声抵消低噪声放大器示意图

噪声抵消技术的基本原理是,通过增加辅助放大电路,使主要噪声源经过两条不同的路径反相到达输出,实现部分或完全抵消,而有用信号同相到达输出,得到增强。如图 2-8 所示,反馈电阻  $R_F$  用于实现宽带阻抗匹配,有  $R_{\rm in}$ =1/ $g_{\rm m1}$ ,从 X 节点到 Y 节点的电压增益为  $A_{\rm xy}$ = $v_{\rm y}/v_{\rm x}$ =1- $g_{\rm m1}$ · $R_{\rm F}$ 。 $i_{\rm n1}$  是 MOS 管 M1 的沟道热噪声电流, $\alpha$ · $i_{\rm n1}$  是经过电阻  $R_{\rm F}$  和  $R_{\rm S}$  的分流噪声电流,在 X 和 Y 点分别产生噪声电压  $v_{\rm x,n1}$  和  $v_{\rm y,n1}$ ,两者相位相同,其中  $\alpha$ =1/(1+ $g_{\rm m1}R_{\rm S}$ ),阻抗匹配时 $\alpha$ =1/2[39]。然而,X 节点和 Y 节点的有用信号则有相反的相位,因为当  $g_{\rm m1}$ · $R_{\rm F}$ >1

时,有  $A_{xy}<0$ 。总之,X 节点和 Y 节点的噪声电压相位相反,而有用信号相位相同。

如图 2-9 所示,辅助放大器的电压放大倍数为 $-A_V$ 。M1 管的沟道噪声电流  $i_{n1}$  在 X 节点和 Y 节点处的噪声电压分别为:

$$v_{x,n1} = \alpha \cdot i_{n1} \cdot R_{S}$$

$$v_{y,n1} = \alpha \cdot i_{n1} \cdot (R_{S} + R_{F})$$
(2.23)

所以 in1 在输出端的噪声电压为:

$$V_{\text{out,n1}} = V_{y,n1} - A_{V} \cdot V_{x,n1} = \alpha \cdot i_{n1} \cdot [(R_{S} + R_{F}) - A_{V} \cdot R_{S}]$$
 (2.24)

当辅助放大器的增益满足:

$$A_{\rm V} = A_{\rm V,C} = 1 + \frac{R_{\rm F}}{R_{\rm S}}$$
 (2.25)

有  $v_{\text{out,n1}}$ =0,即 M1 管的沟道噪声电流在输出端的贡献被完全抵消了,下标 C 代表噪声完全抵消。同时,有用信号经过与噪声相同的两条通路到达输出端,从 X 节点到输出的电压放大倍数为:

$$A_{VF} = \frac{V_{out}}{V_{v}} = 1 - g_{m1} \cdot R_{F} - A_{V}$$
 (2.26)

图 2-10 是辅助放大器具体实现后得到的单端输入单端输出噪声抵消低噪声放大器。辅助放大器及加法器由 M2 和 M3 管实现,M2 管是共源放大器,电压放大倍数为 $-A_V=v_{out}/v_x=-g_{m2}/g_{m3}$ ,M3 管是源极跟随器,Y 节点到输出的增益为 1。

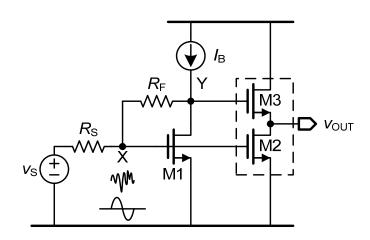


图 2-10 宽带噪声抵消低噪声放大器

其实,所有可以等效为 M1 管的漏源之间电流源形式的噪声都可以被抵消,比如 M1 管的 1/f 噪声、栅极寄生电阻的热噪声和偏置电路对 Y 节点注入的噪声电流等。但是,反馈电阻  $R_F$  的噪声不能被完全抵消, $R_F$  的噪声电压可以分解为位于 X 节点和 Y 节点的两个相关的噪声源,前者不能被抵消,而后者以与  $i_{n1}$  相

同的原理被完全抵消。

图 2-10 中噪声抵消低噪声放大器的噪声因子可以写作:

$$F = 1 + F_{M1} + F_{R_E} + F_A \tag{2.27}$$

其中, $F_{M1}$ 是 M1 管的沟道噪声电流对噪声因子的贡献, $F_{RF}$ 是反馈电阻  $R_F$ 的热噪声对噪声因子的贡献, $F_A$ 是由 M2 和 M3 管组成的放大器对噪声因子的贡献。F中各项的具体表达式如下:

$$F_{M1} = (1 + g_{m1}R_{S})^{2} \cdot \frac{\gamma_{1} \cdot g_{m1} \cdot \left[ (R_{S} + R_{F}) - A_{V} \cdot R_{S} \right]^{2}}{A_{VF}^{2} \cdot R_{S}}$$

$$F_{R_{F}} = (1 + g_{m1}R_{S})^{2} \cdot \frac{R_{F}}{A_{VF}^{2} \cdot R_{S}}$$

$$F_{A} = (1 + g_{m1}R_{S})^{2} \cdot \frac{(\gamma_{2}g_{m2} + \gamma_{3}g_{m3})}{A_{VF}^{2} \cdot R_{S}} \cdot \frac{1}{g_{m3}^{2}}$$
(2.28)

当辅助放大器增益  $A_V$ 满足式(2.25)时,M1 管的沟道噪声在输出端被完全抵消,即  $F_{M1}$ =0。当输入阻抗匹配( $1/g_{m1}$ = $R_S$ )时,式(2.26)可写成:

$$A_{VF} = A_{VF,C} = 1 - g_{m1} \cdot R_F - \left(1 + \frac{R_F}{R_S}\right) = -2 \cdot \frac{R_F}{R_S}$$
 (2.29)

代入式(2.28),有:

$$F_{M1} = 0$$

$$F_{R_F} = \frac{R_S}{R_F}$$

$$F_A = \frac{Y_A}{g_{m3} \cdot R_F} \cdot \left(1 + \frac{2R_S}{R_F}\right)$$
(2.30)

其中假设  $\gamma_2=\gamma_3=\gamma_A$ 。噪声因子 F 取决于  $F_{RF}$  和  $F_A$  两项,增大电阻  $R_F$  可以有效降低  $F_A$  的贡献,直到噪声因子 F 可以近似为:

$$F = F_{\rm C} = 1 + \frac{R_{\rm S}}{R_{\rm E}}$$
 (2.31)

这样就可以使噪声系数远小于 3 dB。式(2.25)要求  $A_V = g_{m2}/g_{m3} = 1 + R_F/R_S$ ,所以增加电阻  $R_F$  意味着增加跨导  $g_{m2}$ ,这是以增加功耗为代价的。

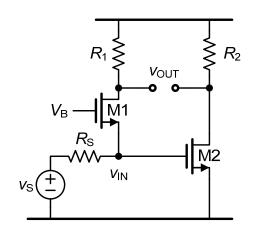


图 2-11 噪声抵消技术的另一种实现

图 2-11 是噪声抵消技术的另一种实现方式,共栅 MOS 管 M1 实现输入阻抗匹配, M2 管是共源放大器。该结构继承了共栅结构具有简单输入阻抗匹配的优点,同时实现了单端转差分功能。与电流镜放大电路结合可以实现噪声和二阶交调量的有效抵消[40][41],在实现低噪声系数的同时得到较高的二阶交调点和三阶交调点。噪声抵消 Blixer(Balun-LNA-Mixer)结构中也有一定的应用[42]-[44]。另外,差分结构的噪声抵消技术,可以得到更好的线性度[45]。

综上所述,传统结构的宽带低噪声放大器虽然阻抗匹配实现简单,但是噪声系数较高;电容交叉耦合低噪声放大器在实现较低噪声系数的同时可以实现较高的线性度,但是需要差分信号输入;噪声抵消技术虽然实现更低的噪声系数,但是,额外的放大电路对噪声系数的贡献有较大的恶化作用,也难以得到足够低的噪声系数。

# 第三章 有源负反馈低噪声放大器

图 3-1 是基于有源负反馈结构的低噪声放大器[46][47]。该结构也可以像噪声抵消低噪声放大器一样,打破输入阻抗与噪声系数和增益之间的折衷关系,从而使设计具有更大的灵活性。通过合理的设计,有源负反馈低噪声放大器在提供足够增益的同时,可以达到很低的噪声系数和良好的线性度,满足数字电视调谐器的应用要求。本论文以有源负反馈低噪声放大器作为宽带可变增益低噪声放大器的高增益模块。

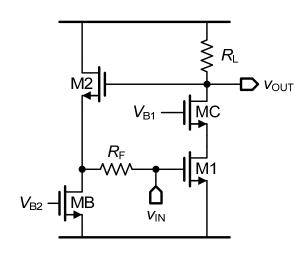


图 3-1 有源负反馈低噪声放大器

## 3.1 电压增益和输入阻抗匹配

图 3-1 中电路图不包括偏置电路,M1 管是共源放大管,其沟道电流在负载 RL上转换成输出电压从而实现电压放大。M2 管是源极跟随器,它将输出信号反馈回输入端,引入有源负反馈,同时,M2 管与电阻 R<sub>F</sub> 串联作为输入阻抗匹配电路。MC 管是共栅管,可以有效减小 M1 管栅漏寄生电容的米勒效应[48],同时具有提高输出阻抗和增加输入输出之间的反隔离度等作用。

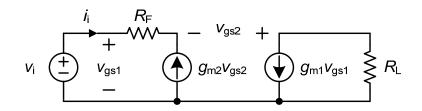


图 3-2 计算输入阻抗的小信号等效电路图

通过简单计算可以得低噪声放大器的电压增益为:

$$A_{V} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = g_{\text{m1}} \cdot R_{L}$$
 (3.1)

其中, $g_{m1}$ 是 M1 的跨导, $R_L$ 是负载电阻。

低噪声放大器的输入阻抗需要设计为 50  $\Omega$ ,下面计算电路的输入阻抗。计算输入阻抗  $R_{in}$  的小信号等效电路图如图 3-2 所示,有:

$$R_{\rm in} = \frac{v_{\rm i}}{i_{\rm i}} = \frac{\frac{1}{g_{\rm m2}} + R_{\rm F}}{1 + g_{\rm m1}R_{\rm L}} = \frac{1}{g_{\rm m2}} \cdot \frac{(1 + g_{\rm m2}R_{\rm F})}{(1 + g_{\rm m1}R_{\rm L})} = \frac{1}{g_{\rm m2}} \cdot \frac{(1 + g_{\rm m2}R_{\rm F})}{(1 + A_{\rm V})}$$

$$(3.2)$$

其中, $g_{mi}$ 是管子 Mi 的跨导。当输入阻抗匹配时,即  $R_{in}=R_S$ ,跨导  $g_{m2}$  需要满足式:

$$g_{m2} = \frac{1}{(1 + g_{m1}R_L) \cdot R_S - R_F} = \frac{1}{(1 + A_V) \cdot R_S - R_F}$$
(3.3)

其中, $R_{\rm S}$  是源阻抗。低噪声放大器的电压增益由  $g_{\rm m1}$  决定,而输入阻抗由  $g_{\rm m2}$  和  $R_{\rm F}$  共同决定。

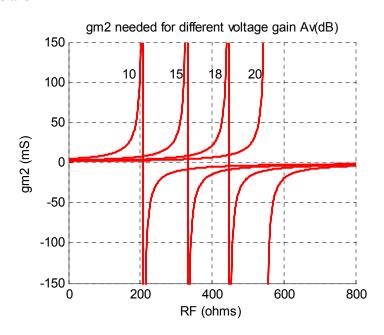


图 3-3 不同增益对应的  $R_F$  和  $g_{m2}$  的值

图 3-3 是对应于不同增益  $A_V$ ,要达到输入阻抗匹配所需要的电阻  $R_F$  和跨导  $g_{m2}$ 。显然,只有  $g_{m2}>0$  是可实现的,所以  $R_F$  的取值上限为:

$$R_{\rm F} \le R_{\rm S} \cdot (1 + A_{\rm V}) \tag{3.4}$$

电阻  $R_F$  值越大,跨导  $g_{m2}$  越大,功耗也就越大。合适的电阻  $R_F$  和  $R_L$  的组合,就可以在宽频带内实现输入阻抗匹配。根据设计需要,可以在输出负载上串联一个低品质因素(Q)值的电感以拓展带宽[49],改善高频处输入匹配性能  $S_{11}$  和噪声系数。当输入端口的寄生电容成为限制带宽的主要因素时,可以在 M1 管的源极串联上一个电感,这样利用串联谐振原理拓展带宽[24][49]。

## 3.2 噪声系数

#### 3.2.1 噪声因子的计算

噪声因子为:

$$F = \frac{1}{4kTR_{S}} \cdot \frac{\overline{v_{n,out}^{2}}}{A^{2}} = \frac{1}{4kTR_{S}} \cdot \frac{\overline{v_{n,out}^{2}}}{(\alpha A_{V})^{2}}$$
(3.5)

其中, $V^2_{n,out}$ 包括源阻抗  $R_S$ 的噪声及低噪声放大器的内部噪声源在输出端的噪声功率的总和,A 是从信号源到输出端的电压增益[20], $\alpha$  是分压系数。噪声因子 F 可以写作电路中各个噪声源对噪声因子的贡献的总和:

$$F = F_{RS} + F_{M1} + F_{RE} + F_{M2} + F_{RI} + F_{MB}$$
 (3.6)

其中,源阻抗的贡献  $F_{RS}$ =1, $F_{M1}$  为 M1 管的贡献, $F_{RF}$  为电阻  $R_F$  的贡献, $F_{M2}$  为 M2 管的贡献, $F_{RL}$  为电阻  $R_L$  的贡献, $F_{MB}$  为 MB 管的贡献。

以 M1 管的沟道噪声电流  $i_{n1}$  对噪声因子 F 的贡献  $F_{M1}$  为例介绍具体推导过程,其他噪声源的贡献类似推导。。

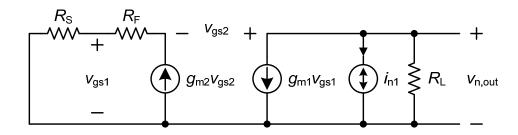


图 3-4 计算噪声电流  $i_{n1}$  到输出电压  $v_{n,out}$  的传输函数的等效小信号电路图

图 3-4 是计算噪声电流  $i_{n1}$  到输出电压  $v_{n,out}$  的传输函数的等效小信号等效图,可得:

$$\begin{cases} v_{\text{n,out}} = -(i_{\text{n1}} + g_{\text{m1}}v_{\text{gs1}}) \cdot R_{\text{L}} \\ v_{\text{gs1}} = g_{\text{m2}}v_{\text{gs2}} \cdot R_{\text{S}} \\ v_{\text{gs2}} = v_{\text{n,out}} - g_{\text{m2}}v_{\text{gs2}} \cdot (R_{\text{S}} + R_{\text{F}}) \end{cases}$$
(3.7)

噪声电流  $i_{n1}$  到输出电压  $v_{n,out}$  的传输函数为:

$$\frac{v_{\text{n,out}}}{i_{\text{n1}}} = -\frac{1 + g_{\text{m2}}(R_{\text{S}} + R_{\text{F}})}{1 + g_{\text{m2}}(R_{\text{S}} + R_{\text{F}}) + g_{\text{m1}}g_{\text{m2}}R_{\text{S}}R_{\text{L}}} \cdot R_{\text{L}}$$

$$= -\frac{R_{\text{in}}}{R_{\text{in}} + R_{\text{S}}} \cdot \left(1 + \frac{g_{\text{m2}}R_{\text{S}}}{1 + g_{\text{m2}}R_{\text{F}}}\right) \cdot R_{\text{L}}$$
(3.8)

其中  $R_{\rm in}$  由式(3.2)给出。所以输出端的噪声功率谱密度  $V^2_{\rm n.out,M1}$  为:

$$\overline{v_{\text{n,out,M1}}^2} = 4kT\gamma g_{\text{m1}} \cdot \left[ \frac{R_{\text{in}}}{R_{\text{in}} + R_{\text{S}}} \cdot \left( 1 + \frac{g_{\text{m2}}R_{\text{S}}}{1 + g_{\text{m2}}R_{\text{F}}} \right) \cdot R_{\text{L}} \right]^2$$
(3.9)

式(3.9)与  $4kTR_{S}\cdot A^2$  的比值就是  $F_{M1}$ , 即:

$$F_{M1} = \frac{V_{n,out,M1}^{2}}{4kTR_{S} \cdot A^{2}}$$

$$= \frac{4kT\gamma_{1}g_{m1} \cdot \left[\frac{R_{in}}{R_{in} + R_{S}} \cdot \left(1 + \frac{g_{m2}R_{S}}{1 + g_{m2}R_{F}}\right) \cdot R_{L}\right]^{2}}{4kTR_{S} \cdot \left(\frac{R_{in}}{R_{in} + R_{S}}\right)^{2} \left(g_{m1}R_{L}\right)^{2}}$$

$$= \frac{\gamma_{1}R_{S}}{g_{m1}} \cdot \left(\frac{1}{R_{S}} + \frac{g_{m2}}{1 + g_{m2}R_{F}}\right)^{2}$$
(3.10)

类似的计算可以得到其他噪声源对噪声因子 F 的贡献, 分别为:

$$F_{RF} = R_F \cdot R_S \left( \frac{g_{m2}}{1 + g_{m2} R_F} \right)^2$$
 (3.11)

$$F_{M2} = \frac{Y_2 \cdot g_{m2} \cdot R_S}{\left(1 + g_{m2} R_F\right)^2}$$
 (3.12)

$$F_{RL} = \frac{R_{S}}{g_{m1}A_{V}} \cdot \left(\frac{1}{R_{S}} + \frac{g_{m2}}{1 + g_{m2}R_{F}}\right)^{2}$$
(3.13)

$$F_{\text{MB}} = \frac{\gamma_{\text{B}} \cdot g_{\text{mB}} \cdot R_{\text{S}}}{\left(1 + g_{\text{m2}} R_{\text{F}}\right)^2} \tag{3.14}$$

式(3.10)~(3.14)相加,得到噪声因子为:

$$F = 1 + \frac{\gamma_{1} \cdot R_{S}}{g_{m1}} \cdot \left(\frac{1}{R_{S}} + \frac{g_{m2}}{1 + g_{m2}R_{F}}\right)^{2} + R_{F} \cdot R_{S} \cdot \left(\frac{g_{m2}}{1 + g_{m2}R_{F}}\right)^{2} + \frac{\gamma_{2} \cdot g_{m2} \cdot R_{S}}{\left(1 + g_{m2}R_{F}\right)^{2}} + \frac{R_{S}}{g_{m1}A_{V}} \left(\frac{1}{R_{S}} + \frac{g_{m2}}{1 + g_{m2}R_{F}}\right)^{2} + \frac{\gamma_{B} \cdot g_{mB} \cdot R_{S}}{\left(1 + g_{m2}R_{F}\right)^{2}}$$
(3.15)

式(3.15)包括 MOS 管沟道热噪声及各电阻的热噪声,没有包括 MOS 管的 1/f 噪声及栅感应噪声。

1/f噪声对噪声系数的主要贡献来自 M1 管,由于 M1 管的 1/f噪声可以等效成与 M1 管栅极串联的噪声电压,所以,M1 管的 1/f噪声到输出电压  $v_{n,out}$  的传输函数与电阻  $R_F$  的噪声电压到输出电压  $v_{n,out}$  的传输函数相同,有:

$$F_{\text{M1},\frac{1}{f}} = \frac{1}{f} \cdot \frac{K}{C_{\text{ox}}WL} \cdot \frac{R_{\text{S}}}{4kT} \cdot \left(\frac{g_{\text{m2}}}{1 + g_{\text{m2}}R_{\text{F}}}\right)^2$$
(3.16)

将式(3.3)代入式(3.15),可以得到:

$$F = 1 + \frac{\gamma_{1} \cdot R_{S}}{g_{m1}} \cdot \left(\frac{2 + A_{V}}{1 + A_{V}}\right)^{2} + \frac{R_{F}}{R_{S} (1 + A_{V})^{2}} + \frac{\gamma_{2}}{1 + A_{V}} \cdot \left[1 - \frac{R_{F}}{R_{S} (1 + A_{V})}\right] + \frac{1}{g_{m1} \cdot R_{S} \cdot A_{V}} \cdot \left(\frac{2 + A_{V}}{1 + A_{V}}\right)^{2} + \gamma_{B} \cdot g_{mB} \cdot R_{S} \cdot \left[1 - \frac{R_{F}}{R_{S} (1 + A_{V})}\right]^{2}$$
(3.17)

在 Av>>1 的情况下,式(3.17)可写作:

$$F \approx 1 + \frac{\gamma_{1} \cdot R_{S}}{g_{m1}} + \frac{R_{F}}{R_{S} (1 + A_{V})^{2}} + \frac{\gamma_{2}}{1 + A_{V}} \cdot \left[ 1 - \frac{R_{F}}{R_{S} (1 + A_{V})} \right] + \frac{1}{g_{m1} \cdot R_{S} \cdot A_{V}} + \gamma_{B} \cdot g_{mB} \cdot R_{S} \cdot \left[ 1 - \frac{R_{F}}{R_{S} (1 + A_{V})} \right]^{2}$$
(3.18)

#### 3.2.2 噪声因子的优化考虑

通常情况下,式(3.18)中,M1 管的沟道噪声电流是最主要的噪声源。显然,增大 M1 管的跨导  $g_{m1}$  可以有效减小其贡献,但是,在功耗一定的情况下, $g_{m1}$  的增加需要更大的宽长比,这会引入更大的寄生电容,对低噪声放大器的带宽有负面影响,所以  $g_{m1}$  的取值需要在噪声因子 F 和带宽之间的折衷。尤其当所设计的低噪声放大器的工作频率较高时,要求电路有尽可能小的寄生电容,这将直接限制  $g_{m1}$  可供选择的最大值。另外,尽可能小的寄生电容要求 MOS 管采用最小沟道长度,而随着沟道长度的减小, $\gamma$  的值会明显增加:当 L=2  $\mu$ m 时, $\gamma=2/3$ ;当 L 减小到 0.17  $\mu$ m 时, $\gamma$  至少大于 1.5[50]。本设计所选 MOS 管的 L=0.18  $\mu$ m,所以  $\gamma$  值在接近 1.5。 $\gamma$  值越大,通过增加  $g_{m1}$  来减小 F 的效率就越低。

频率较低时(小于 100 MHz),M1 管的 1/f 噪声是主要的噪声来源,对噪声因子 F 的恶很明显;工作频率较高时,噪声因子 F 的恶化主要来自于寄生电容导致的增益降低。随着工艺的进步,数字 CMOS 工艺的最小特征尺寸进一步减小,提高了单位栅源电容  $C_{gs}$  下可得到的跨导  $g_{m}$ ,即  $f_{T}$  随之提高,这使得带宽进一步拓宽,有利于在一个更宽的频带内得到平坦的噪声系数,但是,由于管子面积  $(W\cdot L)$ 的减小,1/f 噪声转折点随之升高,这又使得在较宽频带内得到平坦的 F 更加困难,因此针对低频段和高频段分别优化噪声系数就显得非常重要。

式(3.18)还表明, $R_F$ 值的增加,会增加  $R_F$ 本身噪声对 F的贡献,并且需要 更大的  $g_{m2}$ 来满足阻抗匹配的要求,所以,如果功耗是主要考虑因素,最小的 F 要求  $R_F$ 为 0。但是,为了得到良好的线性度, $R_F$ 应该有尽可能大的值。

另外,式(3.18)中存在的负数项,似乎只要负数项足够大,就可以得到负的

噪声系数! 其实,式(3.18)是以式(3.4)为前提的,如果式(3.4)不成立,那么电路结构是不可实现的,所以不会出现负数噪声系数的情况。这也同时说明,增加 $R_F$ 可以使 M2 和 MB 管的噪声贡献减小,这可以理解成反馈电阻  $R_F$ 对低噪声放大器的一种保护作用,就像  $R_F$ 会降低  $q_{m2}$ 的效率一样。

对于偏置管 MB 对噪声因子 F 的贡献  $F_{MB}$ ,可以选用沟道长度 L 较大的管子,同时增加其过驱动电压  $V_{OD}$ ,从而有效减小  $g_{mB}$ ,最终达到减小  $F_{MB}$  的目的。实际应用中,由于电路中反馈部分的偏置电流较小, $g_{mB}$  不会很大,所以,MB 管的噪声影响并不是特别重要。

最后,输出端口对噪声并不是特别敏感,**R**L 与低品质因数值的电感串联后作为负载,可以增加带宽,提升高频段的增益,从而对改善低噪声放大器高频处的噪声系数。

#### 3.2.3 输入阻抗不匹配对噪声系数的影响

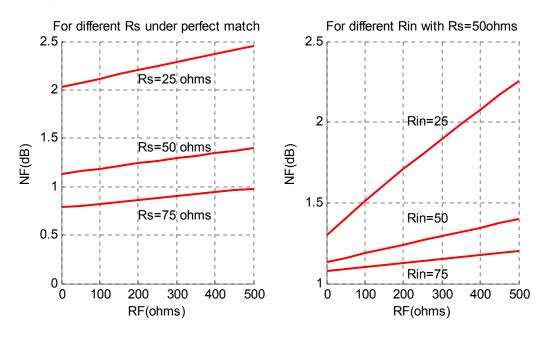


图 3-5 输入阻抗对噪声系数的影响

适当增加电阻  $R_F$ ,会引入输入阻抗轻微的不匹配(保证  $S_{11}$  小于-10 dB 即可),但是对噪声系数的优化会有一定帮助。

式(3.15)是在不考虑严格匹配的情况(不强制要求  $R_{in}$ = $R_{S}$ )下得到的。如果不严格要求输入阻抗  $R_{in}$ 等于 50  $\Omega$  的源阻抗,那么,增加电阻  $R_{F}$ ,输入阻抗随之增加,可以一定程度上减小噪声系数。

图 3-5 解释了增加  $R_F$  可以减小噪声系数的现象,噪声系数中只包括源阻抗  $R_S$ 、M1 管的沟道噪声电流和反馈电阻  $R_F$  的噪声电压对噪声系数的贡献。设定 电压增益  $A_V = g_{m1} \cdot R_L = 20$  dB,其中, $g_{m1} = 80$  mS, $R_L = 125$   $\Omega$ 。左图是在输入阻抗匹配的前提下,对不同源阻抗  $R_S$ ,噪声系数随着  $R_F$  增加的变化趋势;右图是

源阻抗  $R_S$ =50  $\Omega$ ,输入阻抗  $R_{in}$ 有一定程度失配时噪声系数随着  $R_F$  的增加的变化趋势。

上面的现象可以这样理解:有源端口 M2 的源极作为匹配端口时,它的主要的噪声来源和其跨导  $g_{m2}$  密切相关,降低  $g_{m2}$  可以减小其噪声贡献,如果允许阻抗匹配不太严格,进一步降低  $g_{m2}$  虽然会增加输入阻抗,使阻抗匹配变差,但是对噪声系数的降低有一定好处;相反,增加  $g_{m2}$  会使输入阻抗减小的同时,增加噪声系数。

需要注意的是,以上讨论只考虑了 M1 管和  $R_F$  的噪声贡献。通过增加  $R_F$  改善噪声系数不是无限的,当其他二级噪声源逐渐占据主要地位时,这个方法的效果就不再明显了。

## 3.3 线性度

线性度的分析也是低噪声放大器设计中的一个重要方面[51]。

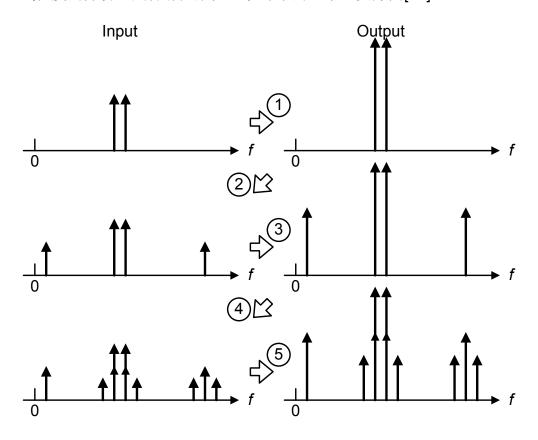


图 3-6 低噪声放大器中非线性失真的产生

图 3-1 中的有源负反馈结构包括非线性反馈通路(M2 管),在该结构的低噪声放大器中,3 阶非线性失真主要就来源于电路的非线性反馈部分[52],原因在于,电路中最大的电压摆幅出现在电路的输出端,而输出端控制着反馈器件 M2 管的非线性。

图 3-6 给出了低噪声放大器失真产生的详细过程。其中,左边为输入端口  $v_{IN}$  节点的频率分量,右边是输出端口  $v_{OUT}$  节点的各频率分量。下面按步骤分析图中所示过程:

- 1) 在输入端加相同幅度的双音测试信号,频率分别为  $f_1$  和  $f_2$ ,经低噪声放大器放大后传输到输出端;
- 2) 放大后的双音信号经过 M2 管被反馈到输入端,由于 M2 管的二阶非线性,输入端会出现新的二阶失真项,频率分别为 f<sub>2</sub>-f<sub>1</sub>和 f<sub>2</sub>+f<sub>1</sub>;
- 3) 输入端的四个频率信号再次经低噪声放大器放大到输出端;
- 4) 再经过 M2 管,输出端的信号再次被反馈到输入端,此时,二阶失真项与原来的双音信号( $f_1$ ,  $f_2$ )组合后产生三阶失真  $2f_2$ - $f_1$  和  $2f_1$ - $f_2$ ;
- 5) 所有出现在输入端的信号再次被低噪声放大器放大到输出端。 下面定量计算输入三阶交调点 *IIP*<sub>3</sub> 的值。

由沃特拉理论(Volterra Theory)可以得到 IIP3 的表达式如下[53]:

$$IIP_{3} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{H_{1}(j\omega_{1})}{H_{3}(-j\omega_{1}, j\omega_{2}, j\omega_{2})}}$$
(3.19)

其中, $H_1$ 和  $H_3$ 分别是一阶和三阶沃特拉核(Volterra kernel)。具体地,

$$H_1 = TF_{\text{in-out}} \tag{3.20}$$

是输入到输出的线性传递函数, 另外,

$$H_{3} = TF_{\text{ids2}\rightarrow\text{vout}} \cdot K_{3,\text{gm2}} \cdot \begin{bmatrix} TF_{\text{vin}\rightarrow\text{vgs2}}^{3} \\ +2 \cdot K_{2,\text{gm2}} \cdot \left(K_{2,\text{gm2}} \cdot TF_{\text{vin}\rightarrow\text{vgs2}}^{3} \cdot TF_{\text{ids2}\rightarrow\text{vgs2}}^{3}\right) \end{bmatrix}$$
(3.21)

在上面的表达式中,TF表示传输函数,比如TFvin-vgs2就是从电路的输入端

口  $V_{in}$  到 M2 管的栅源电压( $V_{os2}$ )的传输函数。

将式(3.20)和(3.21)代入(3.19),并结合输入阻抗匹配条件式(3.3),可以得到  $IIP_3$  的表达式如下:

$$IIP_{3} = \frac{\beta}{\sqrt{\left(\frac{1 + A_{V} + g_{S}R_{F}}{1 + A_{V}}\right)\left(\frac{K_{2_{gm2}}}{g_{m2}}\right)^{2} - \frac{K_{3_{gm2}}}{g_{m2}}}}$$
(3.22)

其中,

$$\beta = 4 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{\frac{1 + A_{V}}{\left(1 + A_{V} - g_{S}R_{F}\right)^{3}}}$$
(3.23)

其中  $A_V = g_{m1}R_L$ ,  $g_S = R_S^{-1}$ 。在上面的方程中, $K_{2gm2}$  和  $K_{3gm2}$  分别是跨导  $g_{m2}$  的 斜率和曲率:

$$K_{2_{g_{m2}}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial^2 i_{DS}}{\partial v_{GS}^2}$$

$$K_{3_{g_{m2}}} = \frac{1}{6} \cdot \frac{\partial^3 i_{DS}}{\partial v_{GS}^3}$$
(3.24)

如果电阻  $R_F=0$ ,式(3.22)可以写作:

$$IIP_{3} = \frac{4}{1 + A_{V}} \cdot \sqrt{3 \left| \left( \frac{K_{2_{gm2}}}{g_{m2}} \right)^{2} - \frac{K_{3_{gm2}}}{g_{m2}} \right|}$$
(3.25)

为了观察电阻  $R_F$  对  $IIP_3$  的影响,假设式(3.26)成立:

$$\left(\frac{K_{2_{g_{m2}}}}{g_{m2}}\right)^2 >> \frac{K_{3_{g_{m2}}}}{g_{m2}}$$
(3.26)

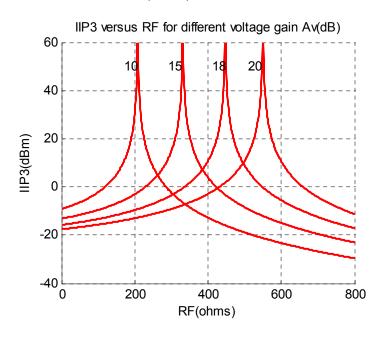


图 3-7 对不同电压增益  $A_V$ , $IIP_3$  随  $R_F$  的变化关系

只要 M2 管的过驱动电压不是很大( $V_{OD}$ = $V_{GS}$ - $V_{TH}$ ),式(3.26)就是成立的。在深亚微米 CMOS 工艺下,电源电压不会很高(1.8 V),随着最小特征尺寸的减小有可能更低,所以 M2 管的过驱动电压不会很大,可以认为式(3.26)一般是成立的。这样,式(3.22)可以写作:

$$IIP_{3} \approx \frac{1}{\left|\frac{K_{2_{g_{m2}}}}{g_{m2}}\right|} \cdot \frac{4\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (1 + A_{V})}{\sqrt{\left(1 + A_{V} + g_{S}R_{F})(1 + A_{V} - g_{S}R_{F})^{3}\right]}}$$
(3.27)

由式(3.22)及(3.23)或(3.27)可以看到,提高  $R_F$  对会提高  $IIP_3$ 。图 3-7 给出了在不同电压增益  $A_V$  情况下, $IIP_3$  随着电阻  $R_F$  的变化情况,其中,假设  $K_{2gm2}/g_{m2}=10$ 。图 3-7 中的  $IIP_3$  由最大值开始降低的部分对应于电阻  $R_F$  取值过大而不满足式(3.4)的情形。实际低噪声放大器的  $IIP_3$  不会这么高,因为其他对非线性有影响但未考虑的影响因素会越来越重要。

与些类似,如果只考虑  $K_{3gm2}$  对  $IIP_3$  的影响(此时式(3.26)不再成立),也会看到提高  $R_F$  可以提高  $IIP_3$ 。总之,降低增益  $A_V$ 、增加 M2 管的过驱动电压及提高反馈电阻  $R_F$  都可以提高本文中低噪声放大器的  $IIP_3$ [54]。这些方法中,降低增益显然受电路设计指标限制,增加 M2 管的过驱动电压受电源电压的限制,增加  $R_F$  时要考虑输入阻抗匹配的失配量,所以, $IIP_3$  是各种折衷后的结果。

## 3.4 稳定性

图 3-1 中的低噪声放大器在满足阻抗匹配条件(3.3)时的低频环路增益(Loop Gain)如下:

$$T_{\rm LF} = \frac{A_{\rm V}}{2 + A_{\rm V}} \le 1 \tag{3.28}$$

这就保证了电路不会发生自激振荡。由于其环路增益较小,所以即使考虑了 寄生电容的影响也可以保证其稳定性。

# 第四章 可变增益低噪声放大器的设计

## 4.1 前言

接收机的输入信号强度变化范围很大,功率最弱的信号会小于-100 dBm,功率最强的信号会达到+0 dBm。为了保证接收机的动态范围,低噪声放大器需要有能力根据接收到信号强度的不同自动改变其增益[55]。

可变增益低噪声放大器有多种实现方式,图 4-1 是其中的两种:图(a)通过改变负载来改变增益,图(b)通过改变低噪声放大器的有效跨导来改变增益,也可以两者同时变。但是,当输入信号较强时,要求低噪声放大器有很高的线性度,这两种结构都需要很大的功耗才能达到这一要求,所以都不适用于电池供电的手持设备。另外,为避免可变增益低噪声放大器的输出信号过大,要对信号衰减后输出,但是在输出端对信号衰减并不会降低系统对低噪声放大器的线性度的要求。所以,当接收到的信号强度较大时,应该先对信号衰减,再通过有源放大器放大[56][57]。

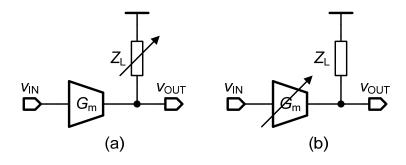


图 4-1 可变增益低噪声放大器的两种实现方式

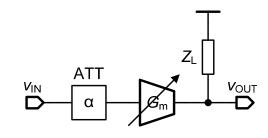


图 4-2 衰减后再放大的可变增益低噪声放大器结构

本论文中的可变增益低噪声放大器,高增益模块采用如图 4-1(b)的方式,该结构的放大器有比较低的噪声系数,用于接收信号强度较弱的输入信号;中间增益模块采用如图 4-2 所示的方式,该结构有良好的线性度,其中 ATT 是衰减器,增益  $\alpha$  小于 1,即衰减器提供小于 0 dB 的增益,相当于先对输入的大信号进行衰减,从而在  $G_m$  模块的线性度不够好的情况下,保证整个可变增益低噪声放大

器的线性度满足要求;低增益模块由衰减器单独实现,有很好的线性度,实现对输入信号的衰减。

总之,可变增益低噪声放大器的高增益模式用于接收微弱信号,需要有良好的噪声系数,满足系统的灵敏度要求;低增益模式用于接收较强的信号,要有很好的线性度,有效抑制 3 阶交调量对系统信噪比的恶化作用。另外,随着线性度的提高,噪声系数不能恶化太多,否则,伴随有强干扰信号的小信号将很难被有效接收[2]。下面将分别介绍高增益模块、低增益模块(电阻衰减器)、中间增益模块及完整可变增益低噪声放大器的分析和设计,并讨论其噪声系数和线性度随增益的变化。

## 4.2 高增益模块

#### 4.2.1 偏置电路的考虑

将图 3-1 设计成图 4-3 所示的结构,从而实现对跨导  $G_m$  的控制。图 4-3 中共源放大管 M1a~M4a 和共栅放大管 M1c~M4c 组成四条支路,各支路是否工作由共栅管的工作与否决定。最高增益模式下,所有四条支路都正常工作,此时,共栅管的栅极偏置电压为:

$$V_{BC4} = V_{BC3} = V_{BC2} = V_{BC1} = V_{BC} \neq 0$$
 (4.1)

得到低噪声放大器的最高增益:

$$A_{V1} = g_{ma} \cdot R_{L} = (g_{m1} + g_{m2} + g_{m3} + g_{m4}) \cdot R_{L}$$
 (4.2)

由右至左依次使共栅管的栅极偏置电压为 0 就可以分别得到如下增益:

$$A_{V2} = (g_{m2} + g_{m3} + g_{m4}) \cdot R_{L}$$

$$A_{V3} = (g_{m3} + g_{m4}) \cdot R_{L}$$

$$A_{V4} = g_{m4} \cdot R_{L}$$
(4.3)

分别依次对应于  $V_{BC1}=0$ ,  $V_{BC2}=V_{BC1}=0$ ,  $V_{BC3}=V_{BC2}=V_{BC1}=0$  三个增益模式。

各支路的栅极偏置电压( $V_{BCi}$ , i=1, 2, 3, 4)由图 4-4 所示结构提供,其中 M1 和 M2 管作为开关,Mic 管是低噪声放大器中的共栅管,当数字控制信号 S=0 时,M1 管断开,M2 管开启, $V_{BCi}$ = $V_{BC}$ ,Mic 管正常工作;当 S=1 时,M1 管开启,M2 管断开, $V_{BCi}$ =0,关断本通路,减小  $g_{ma}$ ,从而减小电压增益  $A_{V}$ 。

在式(4.2)和式(4.3)中,低噪声放大器的电压增益由共源管的跨导  $g_m$  和负载  $R_L$  两个绝对值的乘积决定。而在 CMOS 工艺中,电阻值一般都会有不同程度的误差(约 15%~30%),并且随着工艺和温度等的改变而有较大变化。

对工作在饱和区的 MOS 管, 其跨导为[21]:

$$g_{\rm m} = \frac{\partial I_{\rm D}}{\partial V_{\rm GS}} \bigg|_{V_{\rm DS}, const} = \mu_{\rm n} C_{\rm ox} \frac{W}{L} (V_{\rm GS} - V_{\rm TH})$$
 (4.4)

可以看出, $g_m$ 随工艺、电源电压和温度(PVT)的变化有较大的变化,这样很难保证低噪声放大器增益绝对值的相对稳定。为了减小电压增益随 PVT 变化的范围,本文设计的低噪声放大器采用恒定跨导偏置的方法对图 4-3 中主放大 Ma管偏置。

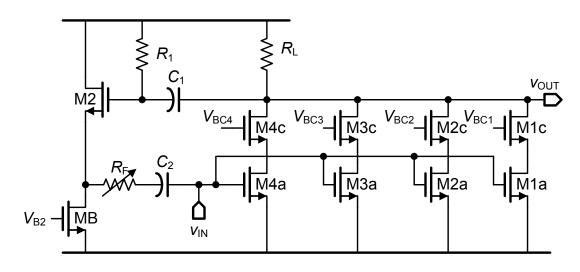


图 4-3 可变增益的低噪声放大器

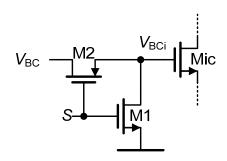


图 4-4 共栅管栅极偏置电压开关的实现

恒定跨导偏置原理如图 4-5 所示[21],其中 P 型管 M3 和 M4 有相同的宽长比,N 型管 M1 和 M2 的宽长比之比为 1: K,同时在 M2 管源极串联合适的  $R_S$ ,这样, $R_S$ 上的电压就是 M1 和 M2 管栅源电压的差值,即  $V_{GS1}=V_{GS2}+I_{OUT}R_S$ ,具体地:

$$\sqrt{\frac{2I_{\text{OUT}}}{\mu_{\text{n}}C_{\text{ox}}\left(\frac{W}{L}\right)_{1}}} + V_{\text{TH1}} = \sqrt{\frac{2I_{\text{OUT}}}{\mu_{\text{n}}C_{\text{ox}} \cdot K \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_{1}}} + V_{\text{TH2}} + I_{\text{OUT}} \cdot R_{\text{S}}$$
(4.5)

如果 V<sub>TH1</sub>=V<sub>TH2</sub>,由式(4.5)得到 I<sub>OUT</sub>:

$$I_{\text{OUT}} = \frac{2}{\mu_{\text{n}} C_{\text{ox}} \left(\frac{W}{L}\right)_{1}} \cdot \frac{1}{R_{\text{S}}^{2}} \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right)^{2}$$
(4.6)

图 4-6 中偏置电流  $I_{B1}$  和  $I_{B2}$  都由图 4-5 的输出电流  $I_{B1}$  和  $I_{B2}$  提供,得到共源

-共栅电路的静态工作电流为:

$$I_{\rm B} = 315 \cdot I_{\rm OUT} = 315 \cdot \frac{2}{\mu_{\rm n} C_{\rm ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{1}} \cdot \frac{1}{R_{\rm S}^{2}} \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right)^{2} \tag{4.7}$$

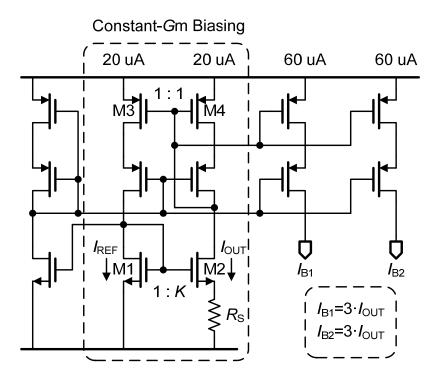


图 4-5 应用恒定跨导偏置技术产生偏置电流

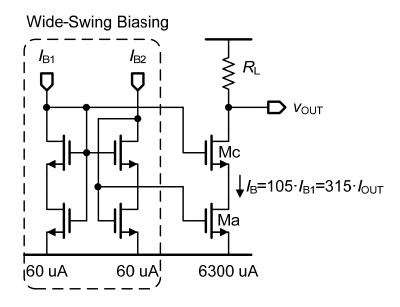


图 4-6 低噪声放大器的偏置电路

从而有:

$$g_{\text{ma}} = \sqrt{\mu_{\text{n}} C_{\text{ox}} \left(\frac{W}{L}\right)_{1} I_{\text{B}}} = \sqrt{315} \cdot \frac{2}{R_{\text{S}}} \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right)$$
 (4.8)

这样,低噪声放大器的电压增益可写作:

$$A_{V} = g_{\text{ma}} R_{L} = 2 \cdot \sqrt{315} \cdot \frac{R_{L}}{R_{S}} \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right)$$
 (4.9)

式(4.9)中的增益仅包含偏置电路中的尺寸比 K,以及负载电阻  $R_L$ 与偏置电路中电阻  $R_S$ 的比值,在 CMOS 工艺中,只要版图匹配良好,电阻的比值比较精确,从而保证放大器的增益随 PVT 的变化率的下降。

另外,由式(3.2)可以看出,随着增益的改变,输入阻抗  $R_{in}$  也随之改变,所以,如图 4-3 所示,反馈电阻  $R_{F}$  也要随之改变,才能在改变增益的同时保证输入阻抗匹配的相对稳定。

在上述分析中,忽略了沟道调制效应和体效应等非理想因素,在深亚微米工艺下,各种非理想因素的影响较大,所以上述讨论精确度有限,但是仿真结果表明,恒定跨导偏置技术可以一定程度上减小低噪声放大器增益随 PVT 变化的变化率。

#### 4.2.2 高增益模块 2-dB 增益台阶

恒定跨导偏置技术在一定程度上减小了低噪声放大器增益随 PVT 的变化,但是,为了保持增益台阶的相对稳定,对图 4-3 中共源-共栅级的尺寸分配还要有所考虑。只要保证式(4.2)和式(4.3)中不同增益模式保持一个固定的比例,就可以实现良好的增益台阶(单位 dB)。本设计中,要求台阶相对稳定在 2 dB。

M4a/M4cM3a/M3cM2a/M2cM1a/M1c单元个数50/2514/718/922/11

表 4-1 共源和共栅 MOS 管单元个数

式(4.4)表明 MOS 管的跨导  $g_m$ 与管子的宽长比成正比。所以,只要 M1a~M4a 管由相同的单元组成,且每条支路管子的单元数成比例,就可以保证跨导  $g_m$ 成相同的比例。

	Ма		Mc		
	W/L (um/nm)	Fingers	W/L (um/nm)	Fingers	
UHF	1.4/180	4	0.7/180	4	
VHF	2.8/360	4	1.4/280	4	

表 4-2 共源-共栅级 MOS 管单元尺寸

将图 4-3 中低噪声放大器的共源-共栅级由左至右依次记为支路 4 到支路 1,则本设计中各支路 Ma 和 Mc 管的单元个数如表 4-1 所示。其中,针对 UHF 和 VHF 的单个单元尺寸如表 4-2 所示。由于 VHF 频段的低噪声放大器受 1/f 噪声

影响较大,需要增加 MOS 面积来减小其影响。所以表 4-2 中, VHF 频段 MOS 管单元的面积比 UHF 频段的 MOS 管单元的面积大。

按照表 4-1 和表 4-2 设计 MOS 管的尺寸后,每个单位 Ma 管的跨导记为  $g_{m0}$ ,则根据不同增益模式下共源-共栅管的工作情况,得到用单位跨导  $g_{m0}$  表示的各模式增益及增益台阶(与相邻较低增益的差值,用 dB 表示),如表 4-3 所示。

增益模	增益模 MOS管工作情况(Y/N)					增益台阶
式	M4a	М3а	M2a	M1a	增益	(dB)
A <sub>V1</sub>	Y	Υ	Υ	Υ	104 <i>g</i> <sub>m0</sub> <i>R</i>	2.06
A <sub>V2</sub>	Y	Υ	Υ	N	$82 g_{m0}R_L$	2.15
A <sub>V3</sub>	Y	Υ	N	N	$64~g_{\mathrm{m}0}R_{\mathrm{L}}$	2.14
A <sub>V4</sub>	Y	N	N	N	$50~g_{m0}R_L$	

表 4-3 不同增益模式下 MOS 管工作情况和得到的增益台阶

如果最高增益为 20 dB, 由表 4-3 可以得到:

$$A_{V1} = 20 \text{ dB}$$
 $A_{V2} = 17.94 \text{ dB} \approx 18 \text{ dB}$ 
 $A_{V3} = 15.79 \text{ dB} \approx 16 \text{ dB}$ 
 $A_{V4} = 13.65 \text{ dB} \approx 14 \text{ dB}$ 
(4.10)

如式(4.10)所示,高增益模块有较好的增益台阶,而且由于各增益之间匹配良好,即使各增益的绝对值有所变化,其台阶也可以维持比较稳定的状态。

高增益模块采用改变跨导  $g_m$  而保持负载电阻  $R_L$  不变的方式得到了增益的改变,而增益的改变不会影响图 3-1 中的  $g_{m2}$ ,并且  $g_{ma}$  对  $IIP_3$  的影响也较小。虽然式(3.15)表明减小式中的  $g_{m1}$ (即式(4.9)中的  $g_{ma}$ )会增加噪声系数,但是变化也较小。总之,高增益模式下的噪声系数和  $IIP_3$  相对稳定。

## 4.3 电阻衰减器

低噪声放大器后面级联正交混频器(Mixer),需要保证混频器的输入信号不大于-18 dBm(相对 50 Ω 的功率),而天线接收的信号可能达到 0 dBm,所以,低噪声放大器的增益范围需要覆盖-18 dB,本文中低噪声放大器的指标要求增益范围是-22 dB~20 dB。

#### 4.3.1 衰减器增益

图 4-2 中衰减器可以利用电阻分压的原理实现,即电阻衰减器(Resistive Attenuator, ATT)。电阻衰减器可以提供 0dB 以下的增益,根据电阻分压原理设计如图 4-7 所示的可变电阻分压衰减器。

其中  $R=R_S=50~\Omega$ , $R_{S1}+R_{S2}+R_{S3}=R_S$ 。从而保证在各个增益模式下完成阻抗匹配。各个开关由数字控制信号控制其通断。如图所示,当 S1、S4、S7 和 S10 闭合,其他开关均断开时,有:

$$\frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{R / / (R_{\text{S1}} + R_{\text{S2}} + R_{\text{S3}})}{R / / (R_{\text{S1}} + R_{\text{S2}} + R_{\text{S3}}) + \frac{R}{2}} = \frac{1}{2} = -6 \text{ dB}$$
 (4.11)

同时,也达到了输入阻抗匹配:

$$R_{\rm in} = \frac{R}{2} + R / / (R_{\rm S1} + R_{\rm S2} + R_{\rm S3}) = R = R_{\rm S}$$
 (4.12)

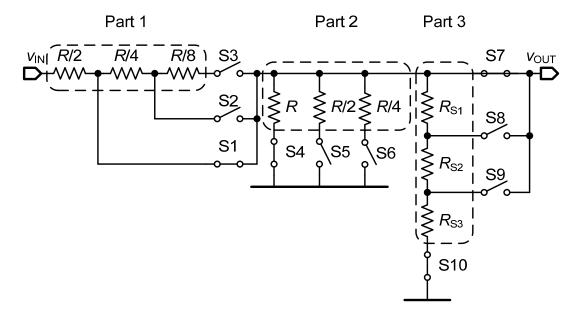


图 4-7 可变增益电阻衰减器

而  $R_{S1} \sim R_{S3}$  有如下比例关系:

$$R_{S1}: R_{S2}: R_{S3} = 0.21R: 0.16R: 0.63R$$
 (4.13)

这样,就可以得到 2-dB 增益台阶。比如,保持图 4-7 中所有开关状态不变,交换 S7 和 S8 的状态,结合式(4.11)就有:

$$\frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{1}{2} \times \frac{0.16R + 0.63R}{R} = -6 \text{ dB} - 2.05 \text{ dB} = -8.05 \text{ dB} \approx -8 \text{ dB} \quad (4.14)$$

类似地,保持其他开关状态不变,交换图 4-7 中 S7 和 S9 的状态,可以得到-10 dB 的增益。总之,用类似的方式,组合图 4-7 中 Part1 和 Part2 的开关可以得到-6 dB、-12 dB 和-18 dB,然后,调整 Part3 的电阻,可以将增益台阶缩小到 2 dB。这样,应用电阻衰减器可以得到的增益范围就是-22 dB~-6 dB。具体的开关控制及增益见表 4-4。

表 4-4 的结果是有前提的,首先图 4-7 中各个开关是理想开关,不存在寄生电阻,而且,也忽略了版图实现时引入的导线电阻等。实际上,开关 S4~S6 和

S10 是由宽长比足够大的 NMOS 管实现的,其他 6 个开关的具体结构如图 4-8 所示。

开关控制表(1代表闭合,空白代表断开)										v <sub>out</sub> /v <sub>in</sub>
S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	S10	(dB)
1			1			1			1	-6
1			1				1		1	-8
1			1					1	1	-10
	1		1	1		1			1	-12
	1		1	1			1		1	-14
	1		1	1				1	1	-16
		1	1	1	1	1			1	-18
		1	1	1	1		1		1	-20
		1	1	1	1			1	1	-22

表 4-4 电阻衰减器增益控制表

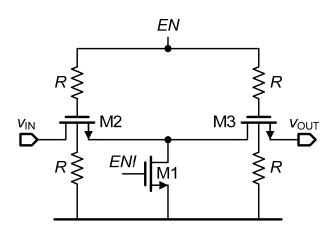


图 4-8 电阻衰减器中的开关

图 4-8 中的 EN 和 ENI 逻辑相反。当 EN=1 时开关闭合,M2 和 M3 管的沟道电阻会对表 4-4 中的计算结果产生影响,所以 M2 和 M3 管的尺寸要取足够大,以减小其寄生电阻。另外,图 4-8 中与 M2 和 M3 管的相连的电阻 R 用于提高开关的线性度,一般取较大的值,如 10k  $\Omega$ 。

图 4-7 中最小的阻值是 R/8,而 R=50  $\Omega$ ,所以 R/8 只有 6.25  $\Omega$ ,而工作在 线性区的较小宽长比的 MOS 管,沟道电阻小则几百欧姆,大则几千欧姆,所以,设计时需要采用尺寸足够大的 MOS 管,而且由于图 4-7 中电压增益直接依赖于电阻的分压比,与电阻串联的 MOS 管也要成比例,才能保证良好的比例关系。比如,对于由单个 MOS 管实现的开关 S4~S6 而言,由于与之串联的电阻比例是 1: 0.5: 0.25,而工作在线性区的 MOS 沟道电阻与管子宽长比成反比,所以

开关 S4~S6 的宽长比需要满足:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{4} : \left(\frac{W}{L}\right)_{5} : \left(\frac{W}{L}\right)_{6} = 1:2:4 \tag{4.15}$$

开关的非理想特性会使增益有所损失,在实际的设计中,可以适当成比例地增加 Part3 的电阻(同时保持式(4.13)的比例),从而部分抵消这些增益损失。而且,由于 UHF 比 VHF 工作的频率高,带宽的限制使增益在高频处下降较多,所以 UHF 需要更大程度地增加 Part3 的电阻。

图 4-7 是由无源器件组成的分压系统,其线性度很高,虽然有可能受开关的影响,但是对开关作了优化之后(图 4-8 中在 M2 和 M3 管的栅极和体极增加电阻),整个电阻衰减器有足够高的 *IIP*<sub>3</sub>,所以在分析可变增益低噪声放大器中间增益的 *IIP*<sub>3</sub>时,假设电阻衰减器是理想的,对整体电路的 *IIP*<sub>3</sub>没有恶化。

#### 4.3.2 衰减器的噪声因子

记图 4-7 中 Part1~Part3 的电阻分别为  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_L$ , 则图 4-9 就是计算电阻衰减器噪声系数的等效电路图。

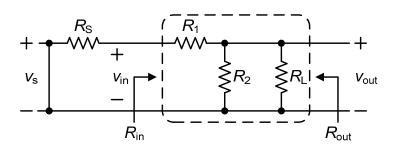


图 4-9 电阻衰减器的噪声因子

对于输出阻抗为  $R_{out}$  的电阻分压结构,其总输出噪声功率为  $4kTR_{out}$ ,根据定义得到电阻衰减器的噪声因子为:

$$F = \frac{\overline{V_{\text{n,out}}^2}}{4kTR_{\text{S}} \cdot A^2} = \frac{4kTR_{\text{out}}}{4kTR_{\text{S}} \cdot \alpha^2 \cdot G_{\text{att}}^2} = \frac{1}{\alpha^2 \cdot G_{\text{att}}^2} \cdot \frac{R_{\text{out}}}{R_{\text{S}}}$$
(4.16)

其中, $\alpha = R_{in}/(R_{in} + R_{S})$ , $G_{att}$  是比例值而不是 dB 表示。

图 4-10 中传统的 R-2R 衰减器也提供与本文中电阻衰减器相同的增益,单独闭合开关 S1、S2 和 S3 就可以得到-6 dB、-12 dB 和-18 dB 三个电压增益。 其噪声因子为:

$$F = \frac{1}{\alpha^2 \cdot G_{\text{att}}^2} \tag{4.17}$$

图 4-11 给出了式(4.16)和式(4.17)相应的噪声系数随增益的变化。可以看到,本文中的电阻衰减器的噪声系数好于传统的 R-2R 电阻衰减器,这点优势在中间增益时更加明显。

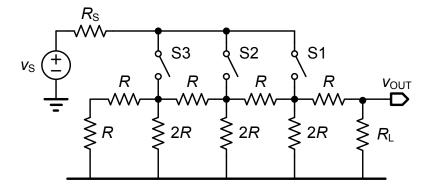


图 4-10 传统 R-2R 电阻衰减器

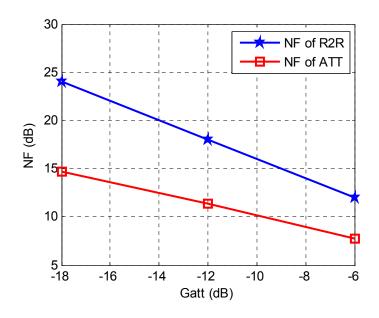


图 4-11 电阻衰减器的噪声系数与电压增益的关系

## 4.4 中间增益

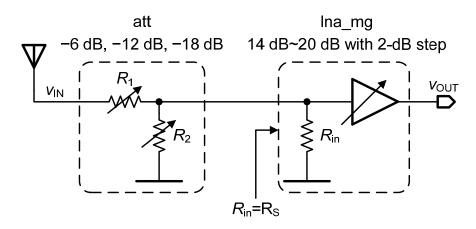


图 4-12 att 与 Ina\_mg 串联实现放大器的中间增益

中间增益也可以按高增益模块那样的思路,继续控制跨导,以得到更小的跨

导  $g_{ma}$ ,从而得到更小的增益。但是,如 4.1 节所述,该方法得到的低噪声放大器虽然噪声系数恶化不多,但是线性度也没有明显的改善,不能满足较低增益时系统对  $IIP_3$  的要求,且功耗会很大。比如,增益由 20 dB 降到 14 dB,噪声系数还是可以保持在 4 dB 以下(恶化量显然小于 4 dB),而其实可以容许的噪声系数恶化量大概是 6 dB,所以噪声系数不是问题;但是, $IIP_3$ 不会由 0 dBm增加到 6 dBm,这就说明低噪声放大器在 14 dB 增益时的  $IIP_3$ 不再满足要求。

G <sub>att</sub> (dB)	G <sub>Ina_mg</sub> (dB)	G <sub>VGLNA</sub> (dB)
无	14	14
-6	20	14
-6	18	12
-6	16	10
-6	14	8
-12	20	8
-12	18	6
-12	16	4
-12	14	2
-18	20	2
-18	18	0
-18	16	-2
-18	14	-4

表 4-5 中间增益模式及各增益组成

由于电阻衰减器本身有很好的线性度,可以衰减大信号,减小后级电路的输入信号,从而缓解对后级电路的 *IIP*<sub>3</sub> 的要求。按照图 4-2 的方案,在高增益模块前增加电阻衰减器,就可以在得到中间增益的同时保证良好的 *IIP*<sub>3</sub>。

如图 4-12 所示,在  $Ina_mg$  前面插入电阻衰减器 att。其中  $Ina_mg$  在所有增益模式下的输入阻抗  $R_{in}$  都与  $R_{S}$  保持匹配,这样, $Ina_mg$  的  $R_{in}$  就相当于图 4-7 中的  $R_{S1}$ 、 $R_{S2}$  和  $R_{S3}$  三个电阻阻值之和。图 4-12 中, $R_{1}$  对应于图 4-7 中的  $Indext{Part1}$ , $Indext{R}$  Part1, $Indext{R}$  Part2。

用  $G_{att}$  和  $G_{lna}$  分别表示图 4-12 中 att 和  $lna_mg$  的增益,则  $G_{att}$  包括-6 dB、-12 dB 和-18 dB 三个增益模式, $G_{lna}$  包括具有 2-dB 台阶的 14 dB~20 dB 的增益,这样,通过  $G_{att}$  和  $G_{lna}$  的合理组合,就可以得到-6 dB~14 dB 的中间增益,并且也有 2-dB 的增益台阶。比如,设置  $G_{att}$ =-6 dB,如果  $G_{lna}$ 等于 14 dB~20 dB,就可以得到 8 dB~14 dB 的增益,并保持 2-dB 的增益台阶。类似地,可以得到

-4 dB~8 dB 的增益范围,同时保持 2-dB 的增益台阶。增益模式及组合细节如表 4-5 所示。

表 4-5 中,阴影部分的增益都有两种实现方式,下面以 2 dB 增益的两种情况说明各自噪声系数和  $IIP_3$  的不同。

- a) 当 G<sub>att</sub>=-12 dB 且 G<sub>Ina</sub>=14 dB 时,可以得到 2 dB 增益;
- b) 当 G<sub>att</sub>=-18 dB 且 G<sub>lna</sub>=20 dB 时,也可以得到 2 dB 增益。

记图 4-12 中电阻衰减器和低噪声放大器的相对源阻抗  $R_S$  的噪声因子 F 分别为  $F_{att}$  和  $F_{lna}$ ,结合式(4.16),可以得到可变增益低噪声放大器的 F 可以表示如下:

$$F = F_{\text{att}} + \frac{F_{\text{lna}} - 1}{G_{\text{att}}}$$

$$= \frac{1}{\alpha^2 \cdot G_{\text{att}}^2} \cdot \frac{R_{\text{out}}}{R_{\text{S}}} + \frac{F_{\text{lna}} - 1}{G_{\text{att}}}$$

$$= \frac{1}{G_{\text{att}}} \cdot \left(\frac{1}{\alpha^2 \cdot G_{\text{att}}} \cdot \frac{R_{\text{out}}}{R_{\text{S}}} + F_{\text{lna}} - 1\right)$$
(4.18)

记 att 和  $Ina_mg$  的输入三阶交调点分别为  $IIP_{3,att}$  和  $IIP_{3,lna}$ ,则可变增益低噪声放大器的  $IIP_3$  为:

$$\frac{1}{IIP3^{2}} \approx \frac{1}{IIP3_{\text{att}}^{2}} + \frac{G_{\text{att}}^{2}}{IIP3_{\text{att}}^{2}} \approx \frac{G_{\text{att}}^{2}}{IIP3_{\text{att}}^{2}}$$
(4.19)

其中假设了 IIP3.att 很大。

不准确地讲,式(4.18)和式(4.19)分别表明电阻衰减器增益(以 dB 为单位)的减小量将直接转化为可变增益低噪声放大器的噪声系数的恶化量和 *IIP*<sub>3</sub> 的改善量。所以可以合理推测,在 2 dB 的增益选择时,a)情况的噪声系数更好,b)情况的 *IIP*<sub>3</sub> 更好。同样的情况也存在于增益为 8 dB 和 14 dB 的增益模式,8 dB 增益模式与 2 dB 增益模式情况基本一样,14 dB 的两种形式分别为:一种是低噪声放大器高增益模块直接实现 14 dB,一种是与电阻衰减器级联得到,不再赘述。

## 4.5 完整的可变增益低噪声放大器

前面讨论的模块整理后可以得到完整的可变增益低噪声放大器,如图 **4-13** 所示。

图 4-13 中, $Ina_uhf$  就是图 4-3 设计完成的有源负反馈低噪声放大器, $Ina_mg$  与  $Ina_uhf$  类似,但是反馈电阻  $R_F$  与负载处的电感值略有不同; $Ina_vhf$  与前两者基本结构一样,只是单元管子的面积较大(见表 4-2),负载电阻有所增加,且不包括片上电感。 $Ina_uhf$  的结构如图 4-7 所示,二者区别在于 $Ina_uhf$  的取值不同。

att v内部关断,只闭合开关S3,就可以得到-22 dB~-6 dB 的增益;断开

开关 S3,闭合开关 S0 和 S2,att\_u 与  $Ina_mg$  配合可以得到-6 dB~14 dB 的增益;内部关断除  $Ina_uhf$  的所有模块,仅闭合开关 S1,可以由  $Ina_uhf$  提供 14 dB~20 dB 的增益。

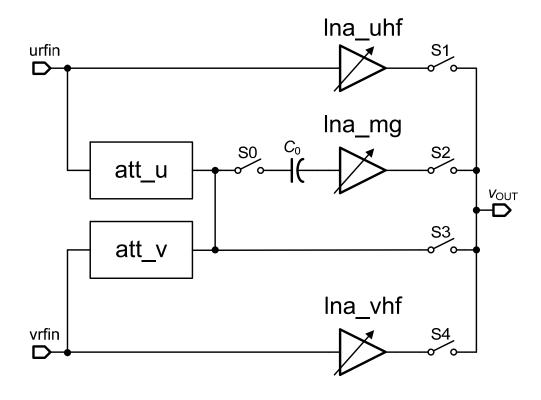


图 4-13 完整的可变增益低噪声放大器

耒	4-6	增益模式控制	
1X	<del></del> -0	一 田 田 大 人 リエリリ	

gctrl	G <sub>VGLNA</sub> (dB)	gctrl	G <sub>VGLNA</sub> (dB)
21	20	10	-2
20	18	9	-4
19	16	8	-6
18	14	7	-8
17	12	6	-10
16	10	5	-12
15	8	4	-14
14	6	3	-16
13	4	2	-18
12	2	1	-20
11	0	0	-22

表 4-6 给出了数字控制信号 gctrl 与增益的对应关系。这样, 噪声系数和 IIP3

随增益的变化就可以对应到随数字控制信号 gctrl 的变化,后面的仿真结果就是基于这一点的。

# 第五章 芯片设计和仿真结果

第三章详细分析了有源负反馈低噪声放大器,以之作为可变增益低噪声放大器高增益模块的;第四章的完成了整体宽带可变增益低噪声放大器的设计,包括有源放大器、无源电阳分压衰减器及整体电路等。

本章将完成可变增益低噪声放大器的版图设计,讨论版图设计中注意的问题,然后完成整体低噪声放大器系统的后仿真工作。

## 5.1 版图设计

TSMC 0.18-µm CMOS 工艺提供了射频 MOS 管的模型,但是,其版图面积大,且尺寸设计不灵活。本设计中,由于主放大 MOS 管需要较大的跨导,宽长比很大,如果用射频 MOS 管模型,版图面积过大,同时也会由于管子之间距离过大而导致匹配受较大影响。所以,本设计中的版图,全部应用普通 MOS 管,同时,为了隔离衬底的噪声,也为了减小不同管子之间的耦合,每一个关键模块的管子都设计在深阱中。

寄生电阻、寄生电容和寄生电感等都是恶化电路性能的重要因素,在版图设 计中要合理布局,尽量减小各种寄生效应。

本设计中可变增益低噪声放大器的版图设计主要分为以下几个方面:

- 1) 有源放大器模块低噪声放大器,包括图 4-13 中的 lna\_uhf、lna\_mg、lna\_vhf 及其中的电感设计等;
- 2) 无源电阻分压衰减器 att,包括图 4-13 中的 att\_uhf 和 att\_vhf;
- 3) 整体布局。

#### 5.1.1 低噪声放大器的版图设计

低噪声放大器中有几个关键位置对噪声比较敏感,比如 Ma 管的源极和栅极等,减小这些敏感点的寄生对减小噪声系数是非常有利的。

首先,考虑 Ma 管的版图设计,Ma 管的寄生对增益、带宽及噪声系数的影响较明显。一般来说,Ma 管的源极寄生电阻  $R_s$ 、栅极寄生电阻  $R_g$  和电容  $C_g$  最为重要。源极寄生会引入负反馈,使增益下降,同时寄生电阻的噪声贡献会对噪声系数有较大的恶化作用。栅极寄生则对低噪声放大器的带宽和噪声系数都有较明显的影响,如果电容  $C_g$  过大,带宽就受输入限制,电阻  $R_g$  对噪声系数的恶化也比较明显。总之,在电路设计阶段要考虑到噪声系数的设计余量,版图设计时尽量减小上述各点的寄生,以期减小其对低噪声放大器性能的影响。

其次,高摆幅偏置电路(图 4-6)与 Ma 和 Mc 管都有一定的比例关系,所以布局时尽量靠近,虽然由于 Ma 管单元个数较多,偏置电路与主放大管之间的匹配

有较大难度。

最后,面积的考虑。与反馈电阻  $R_F$  串联的隔直电容  $C_2$  用 MIM 电容实现,电容值较大,所以会占用很大的面积;偏置电路的接地电容,可以采用单位面积电容更大的 MOS 管电容,从而尽可能减小面积消耗。

图 5-1 是  $Ina_uhf$  的版图。 $Ina_mg$  与此类似,只是电感和反馈电阻  $R_F$  的值有区别。

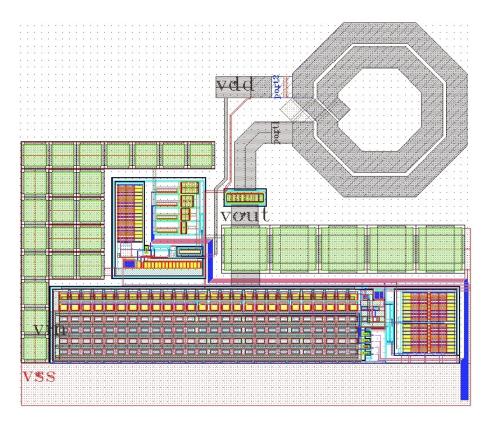


图 5-1 Ina uhf 的版图

负载处的电感可以起到增益提升的作用,从而有改善高频时的增益、拓展带宽和改善 $S_{11}$ 和噪声系数等作用。本设计中只有在  $Ina_uhf$  和  $Ina_mg$  模块应用电感,满足频率较高的信号接收,对于低频信号,电感的相当于金属线,感值可以忽略不计。

	Inductance	Resistance
ind_uhf	10.64 nH	6.83 ohms
ind_mg	22.81 nH	37.49 ohms

表 5-1 电感参数

电感设计可以采用较宽的金属线,这样可以减小寄生电阻,从而提高其 Q 值,当然,这是以消耗更大的面积为代价的。由于电感所处位置对噪声系数影响并不大,所以,Q 值没有过高的要求,本文中选用的电感参数如表 5-1 所示。

Ina\_vhf 没有用到电感,面积相对较小,但是其 Ma 和 Mc 管面积稍大,其版图如图 5-2 所示。另外,基于整体版图的考虑,其轮廓不太整齐。

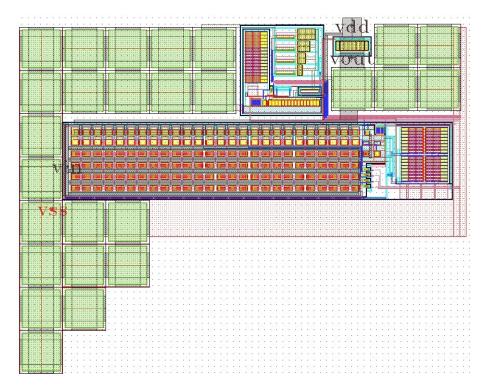


图 5-2 Ina\_vhf 的版图

### 5.1.2 电阻衰减器的版图设计

电阻衰减器中最小电阻值只有 50/8=6.25  $\Omega$  ,如果设计不当,与之串联的 MOS 管开关的沟道寄生电阻有可能远远大于所需要的电阻!

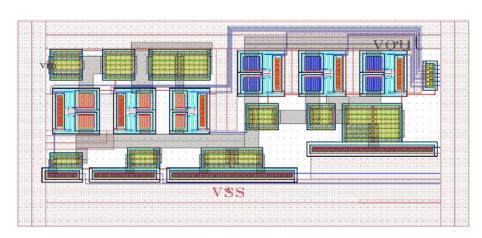


图 5-3 att\_uhf 的版图

下面是在电阻衰减器的版图设计中需要注意的几个方面:

- 1) 开关和电阻分别在不同的深阱里,尽可能避免信号在额外的路径耦合;
- 2) 开关尺寸要足够大,以减小其沟道电阻的影响;

- 3) 电阻的布局要合理,按信号路径合理安排电阻和开关位置,尽量减少转 弯和跳线的应用,减小耦合;
- **4)** 尽可能减小导线的长度,增加其宽度,还可以采用多层金属并联走线的方式减小寄生电阻。
- 5) 在  $att_uhf$  周围尽可能多地走地线,从而减小 Part2 的电阻到  $V_{SS}$  的寄生电阻,保证实现足够的衰减作用。

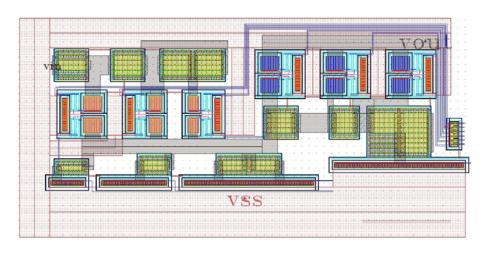


图 5-4 att\_vhf 的版图

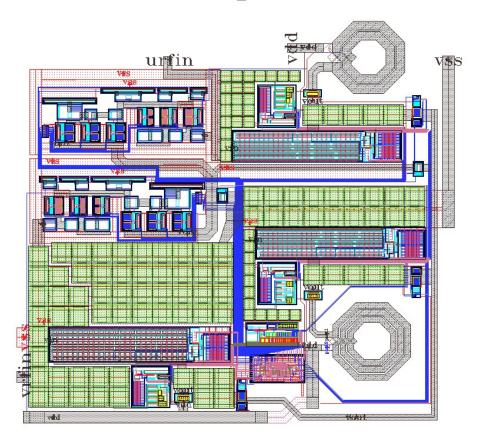


图 5-5 整体可变增益低噪声放大器的版图

#### 5.1.3 整体版图的布局

整体可变增益低噪声放大器的版图如图 5-5 所示。

在版图布局时,需要注意以下几个方面:

- 1) 在各个电容下面尽量不走线,否则会增加隔直电容对地的寄生,恶化信号质量,恶化 S<sub>11</sub> 和噪声系数等;
- 2) 由于可变增益低噪声放大器对接地质量有较高要求,所以可以适当增加一些接地的引脚,引脚的位置也可以适当调整,尽量减小寄生;
- 3) 电感周围留足够的距离,防止耦合等非理想因素的发生;
- **4)** 输入输出引脚的位置要与其他模块的设计一起考虑,尽量避免不必要的 金属长度。

## 5.2 后仿真结果

仿真结果主要包括两大部分:第一,最高增益下低噪声放大器的增益、 $S_{11}$ 、噪声系数及  $IIP_3$ ;第二,低噪声放大器各性能参数随增益的变化。数字控制信号 gctrl 与可变增益低噪声放大器电压增益一一对应,如表 4-6 所示,各参数随增益的变化都可以用对 gctrl 的变化描述。

### 5.2.1 最高增益低噪声放大器的仿真结果

可变增益低噪声放大器最高增益的性能直接关系到调谐器的灵敏度,按设计要求,最高增益为 20 dB。

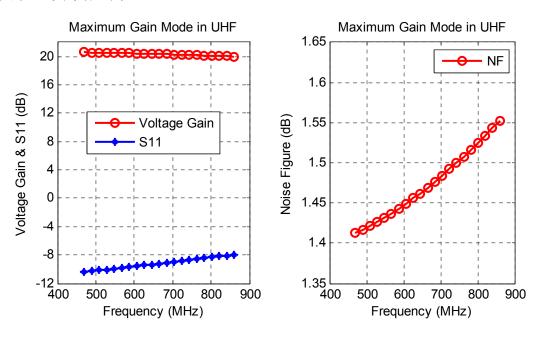


图 5-6 UHF 最高增益模式低噪声放大器的增益、NF、S<sub>11</sub>

UHF 最高增益模式下从 Vin 到 Vout 的电压增益、S11 和噪声系数如图 5-6 所示。

最高电压增益达到 20 dB 左右,在 470~860 MHz 范围内比较平坦,随频率升高略有下降;  $S_{11}$  保持在-10 dB~-8 dB 范围内,随频率升高有一定程度的恶化; 噪声系数最小值接近 1.4 dB,也随频率升高而增加,但是整体保证在 1.6 dB 以下。所以,高频段的设计面临更大的挑战。

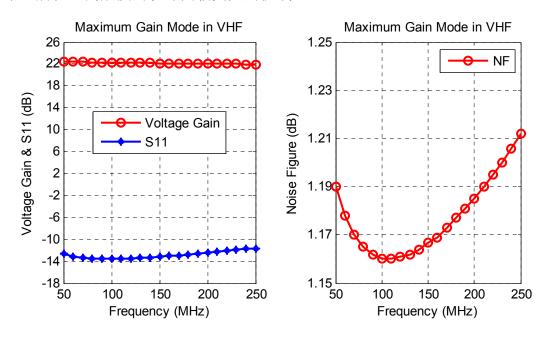


图 5-7 VHF 最高增益模式低噪声放大器的增益、NF、S<sub>11</sub>

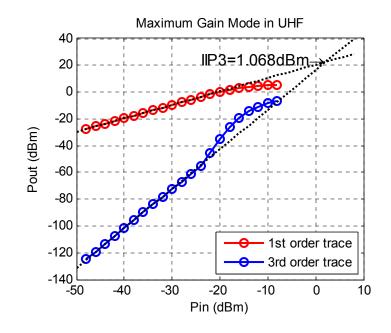


图 5-8 UHF 最高增益模式 IIP3 仿真结果

VHF 最高增益模式下从  $v_{in}$  到  $v_{out}$  的电压增益、 $S_{11}$  和噪声系数如图 5-7 所示。可以看到,相对 UHF,VHF 的最高增益在 22 dB 左右,其  $S_{11}$  更好,很好地保持在-11 dB 以下,噪声系数可低到 1.16 dB 左右,且整个频带内保持在 1.22 dB 以下。噪声系数的降低主要原因在于频率相对较低, $S_{11}$  有更大的裕度,用  $S_{11}$ 

换取噪声系数的效果更明显,而且  $S_{11}$  不会牺牲太多。

UHF 最高增益模式下  $IIP_3$  仿真结果如图 5-8 所示,双音测试频率为 600 MHz 和 620 MHz,延伸点选在-40 dBm 处, $IIP_3$  的值为 1.068 dBm,高于表 1-2 中的要求的-5 dBm。

VHF 最高增益模式下  $IIP_3$  仿真结果如图 5-9 所示,双音测试频率为 200 MHz 和 220 MHz,延伸点选在-40 dBm 处, $IIP_3$  的值约为 0.544 dBm,也高于表 1-2 中的要求的-5 dBm。

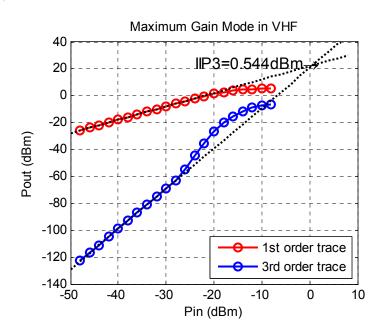


图 5-9 VHF 最高增益模式 IIP3 仿真结果

#### 5.2.2 可变增益低噪声放大器的 S<sub>11</sub>

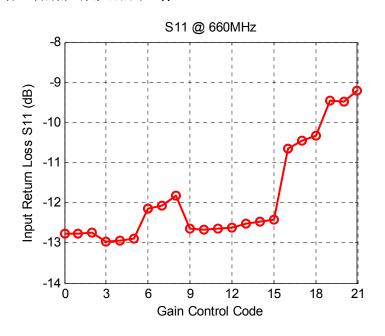


图 5-10 UHF 频段 660 MHz 处 S<sub>11</sub> 随增益的变化

设计要求可变增益低噪声放大器所有增益模式下的 S<sub>11</sub> 在工作频带内都小于 -10 dB, 但是要注意留一定的设计余量。

图 5-10 是 UHF 频带,频率为 660 MHz 时,所有增益模式下  $S_{11}$  的值,可以看到,最差情况下  $S_{11}$  保持在-9 dB 以下,也可以接受。高增益时,牺牲输入阻抗匹配以优化噪声系数的作用比较明显。

图 5-11 是 VHF 频带,频率为 150 MHz 时,所有增益模式下  $S_{11}$  的值,可以看到,最差情况下  $S_{11}$  保持在近-11 dB 以下。相对 UHF 而言,其频率较低, $S_{11}$  整体比 UHF 好一些,仿真结果表明基本都达到了良好的匹配,满足设计要求。另外,由于  $S_{11}$  较好,噪声系数可以进一步通过牺牲输入阻抗匹配达到更低的值,这一点在噪声系数的仿真结果中可以看到。

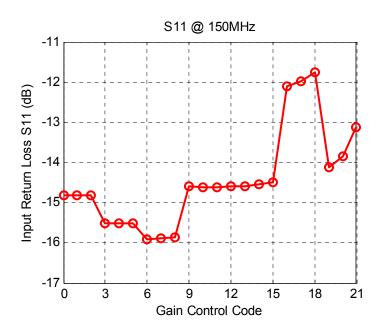


图 5-11 VHF 频段 150 MHz 处 S<sub>11</sub> 随增益的变化

#### 5.2.3 可变增益低噪声放大器的增益

UHF 频带,增益随控制码变化及工作频率为 660 MHz 时增益台阶的情况如图 5-12 所示。整体而言,增益变化线性度良好,增益台阶相对稳定。值得注意的是,高增益和中间增益两个包含有源放大模块的各增益模式受放大器带宽的影响较大,当频率接近 860 MHz 时,增益下降,需要电感的增益提升作用在一定程度上拓展带宽。

VHF 频带,增益随控制码变化工作频率为 150 MHz 时增益控制及台阶的情况如图 5-13 所示。此时,中间增益的电感仅相当一个串联电阻,其感抗对带宽没有什么作用。要关心的是中间增益各增益在低频 50 MHz 时由于交流耦合,*RC* 耦合对低频段的影响。增大耦合电容可以改善这 *S*<sub>11</sub>,这就需要更大的面积。

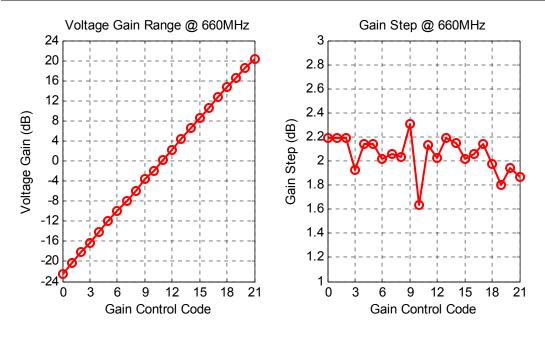


图 5-12 UHF 的增益及增益台阶

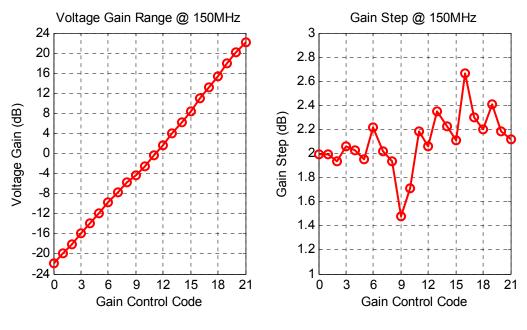


图 5-13 VHF 的增益及增益台阶

#### 5.2.4 可变增益低噪声放大器的噪声系数

VHF 频带中频率小于 100 MHz 时,噪声系数主要受 1/f 噪声影响,增加 MOS 管面积对噪声系数有一定的改善作用。

UHF 频带中,随频率升高,带宽的限制逐渐明显,增益下降,导致噪声系数恶化。

UHF 频带,工作频率为 660 MHz 时噪声系数随增益的变化如图 5-14 所示。 VHF 频带,工作频率为 150 MHz 时噪声系数随增益的变化如图 5-15 所示。 由仿真结果看,可变增益低噪声放大器在 UHF 频带和 VHF 频带的噪声系数 随着增益的下降都呈现出增加的趋势。

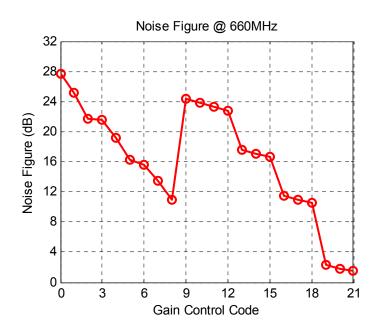


图 5-14 UHF 频段 660 MHz 处噪声系数随增益的变化

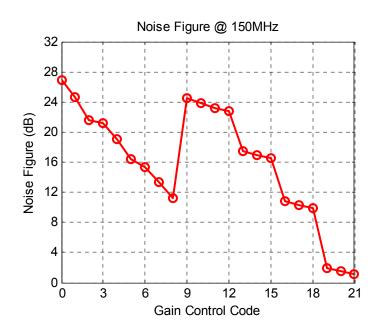


图 5-15 VHF 频段 150 MHz 处噪声系数随增益的变化

### 5.2.5 可变增益低噪声放大器的 IIP3

UHF 和 VHF 在所有增益下的  $IIP_3$  随增益的变化分别如图 5-16 和图 5-17 所示。

从仿真结果可以看到,随着增益的下降,*IIP*<sub>3</sub> 随之增加。另外,当信号很强时,增益降低,电路是由无源电阻衰减器组成的,*IIP*<sub>3</sub>基本上达到极限,此时对应的输入信号已经达到 0 dBm 量级。



图 5-16 UHF 频段 IIP3 随增益的变化

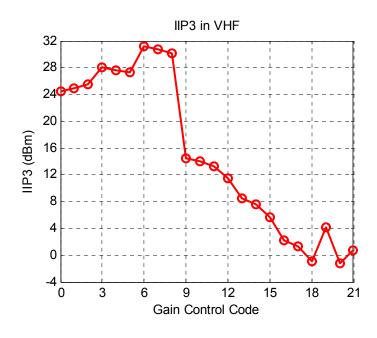


图 5-17 VHF 频段 IIP3 随增益的变化

## 5.3 设计小结

从版图的设计到仿真结果的分析,可以看到,UHF 对寄生更加敏感,版图设计时要特别注意。版图设计时,由于 UHF 和 VHF 两部分核心结构基本相同,所以版图设计中连线和布局都基本相同,这样既可以保证一致性,又可以提高设计效率。仿真结果表明,所设计的可变增益低噪声放大器完全满足表 1-2 中的各项性能指标要求,某种程度上预见了本设计的合理性和可实现性。

表 5-2 给出了本文可变增益低噪声放大器与已报道文献的低噪声放大器的性能对比。结果表明,本文在电压增益、噪声系数和输入三阶交调点等方面有较

大优势, 功耗中等, 面积较大。

表 5-2 后仿真结果与其他文献的比较

Ref.	Frequency Band (MHz)	Max Gain (dB)	NF <sub>min</sub> (dB)	IIP3 (dBm)	S <sub>11</sub> (dB)	Power (mW)	Tech CMOS	Aera (mm²)
[28]	50~5000	22	2.3	-2~ -9	<-10	12	90 nm	0.012
[29]	48~1000	16	2.4	-1	<-9	30.6	0.18	0.25
[30]	2~1100	20	1.43	-1.5	<-8	18	90 nm	0.06
[30]	2~2300	21	1.4	-1.5	<-8	18	90 nm	0.06
[35]	100~1770	23	1.85	-2.85	<-10	2.8	90 nm	0.03
[36]	300~920	21	2	-3.2	<-10	3.6	0.18	0.33
[37]	1050~305	16.9	2.58	-0.7	<-10	12.6	0.18	0.073
[39]	2~1600	13.7	1.92	0	<-8	35	0.25	0.075
[41]	48~1200	14	3	3	<-9	15.8	0.18	0.16
[47]	100~2700	20	4	-12	<-10	1.32	0.13	0.007
[50]	0~2600	16.5	2.7	-2	<-10	9.7	90 nm	0.0017
[58]	1000~700	17	2.4	-4.1	<-9	25	0.13	0.019
This Work	50~250/ 470~860	22/20	1.16/ 1.41	1/0.5	<-11.5/ <-9	14.4	0.18 um	0.52

# 第六章 总结与展望

## 6.1 总结

本论文介绍了一款应用于数字电视调谐器的宽带可变增益低噪声放大器。

首先,介绍了低噪声放大器设计中的基本概念以及常见的低噪声放大器结构,并分析各种结构的核心理念及优缺点。

其次,详细分析了有源负反馈结构的低噪声放大器,包括其电压放大倍数、输入阻抗匹配、噪声系数、输入三阶交调点和稳定性等内容,分别提出了噪声和 线性度的优化方案。

然后,以有源负反馈低噪声放大器为可变增益低噪声放大器的核心模块,结合无源电阻分压衰减器,组成完整的 CMOS 宽带可变增益低噪声放大器。以此为重点内容,分析宽带可变增益低噪声放大器的增益控制、噪声和线性度等内容。

最后,完成低噪声放大器的版图设计,并完成整体电路的设计及版图的后仿 真工作。

本文的研究成果对低噪声放大器,尤其是应用于多标准多频带数字电视调谐器的宽带可变增益低噪声放大器的设计有一定的参考和指导价值。

### 6.2 展望

本文的设计基本满足了设计指标的要求,但是,在降低功耗、提高线性度、减小面积和拓展带宽等方面还有优化的余地。

后续工作可以重点在以下几个方面展开:

- 1) 拓展带宽,改善 S<sub>11</sub>;
- 2) 用有源器件代替片上电感实现的增益提高作用,从而减小芯片面积[58];
- 3) 在详细分析各种低噪声放大器结构的基础上,结合不同结构的优点,探 索新的结构,综合运用各种技术得到更好的性能[30][59],比如应用电阻 反馈完成输入阻抗匹配,同时利用噪声抵消技术降低噪声系数[60];
- 4) 在系统层面考虑低噪声放大器的设计,比如将低噪声放大器与混频器的功能在一个结构中实现的 Blixer(Balun-LNA-Mixer)结构[42]。

# 参考文献

- [1] W. C. Luplow, "NGBT: Next-Generation Broadcast Television: Continued Rapid Technical Advances," *Consumer Electronics Magazine, IEEE*, vol. 1, pp. 32-35, 2012.
- [2] A. A. Youssef and J. Haslett, *Nanometer CMOS RFICs for Mobile TV Applications*: Springer Verlag, 2010.
- [3] I. Vassiliou, K. Vavelidis, N. Haralabidis, A. Kyranas, Y. Kokolakis, S. Bouras, G. Kamoulakos, C. Kapnistis, S. Kavadias, N. Kanakaris, E. Metaxakis, C. Kokozidis, and H. Peyravi, "A 65 nm CMOS Multistandard, Multiband TV Tuner for Mobile and Multimedia Applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 43, pp. 1522-1533, 2008.
- [4] G. Faria, J. A. Henriksson, E. Stare, and P. Talmola, "DVB-H: Digital Broadcast Services to Handheld Devices," *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, pp. 194-209, 2006.
- [5] L. Changhyeon and L. Byoung-Dai, "Development of ATSC-MH receiver for mobile digital TV services," in *IEEE Trans. Consumer Electronics*, 2010, pp. 1304-1310.
- [6] S. Yin, F. F. Dai, Y. Jun, X. Hua, Z. Xuelian, M. Heping, Y. Fang, G. Xin, and R. C. Jaeger, "A fully integrated zero-IF mobile TV tuner RFIC for S-band CMMB application," in *IEEE Custom Integrated Circuits Conference(CICC)*, 2008, pp. 253-256.
- [7] J. Minsu, K. Bonkee, C. Youngho, K. Yanggyun, K. Seyeob, Y. Heeyong, L. Junghwan, K. L. Jae, S. J. Kyung, L. Jeiyoung, L. Junghun, Y. Huikwan, G. Taylor, and K. Bo-Eun, "A 65nm CMOS low-power small-size multistandard, multiband mobile broadcasting receiver SoC," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers*, 2010, pp. 460-461.
- [8] P. I. Mak and R. Martins, "A 0.46mm<sup>2</sup> 4dB-NF unified receiver front-end for full-band mobile TV in 65nm CMOS," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers*, 2011, pp. 172-174.
- [9] I. Donggu, K. Hongteuk and L. Kwyro, "A Broadband CMOS RF Front-End for Universal Tuners Supporting Multi-Standard Terrestrial and Cable Broadcasts," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 47, pp. 392-406, 2012.
- [10] C. Jae-Hong, K. Huijung, C. Jeong-Hyun, C. Hangun, H. Jungwook, K. Sanghoon, B. Jong-Dae, O. Heetae, K. Youngwoon, K. Taek-Won, R. Kim,

- C. Wooseung, R. Dojun, and P. Byeong-ha, "A multistandard multiband mobile TV RF SoC in 65nm CMOS," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf.* (ISSCC) Dig. Tech. Papers, 2010, pp. 462-463.
- [11] J. Greenberg, F. De Bernardinis, C. Tinella, A. Milani, J. Pan, P. Uggetti, M. Sosio, S. Dai, S. Tang, G. Cesura, G. Gandolfi, V. Colonna, and R. Castello, "A 40MHz-to-1GHz fully integrated multistandard silicon tuner in 80nm CMOS," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers*, 2012, pp. 162-164.
- [12] T. Sekine, R. Fujimoto, Y. Takamatsu, M. Nakamura, T. Hirakawa, M. Ishii, T. Yasuda, M. Hayashi, H. Itoh, Y. Wada, T. Imayama, T. Oomoto, Y. Ogasawara, S. Saigusa, M. Yano, M. Nishikawa, H. Yoshida, Y. Yoshida, K. Yoshioka, and N. Itoh, "A single-chip RF tuner / OFDM demodulator for mobile digital TV application," in *Proc. IEEE Eur. Solid-State Circuits Conf. (ESSCC)*, 2009, pp. 188-191.
- [13] M. Pui-In and R. P. Martins, "A 2VDD-Enabled Mobile-TV RF Front-End With TV-GSM Interoperability in 1-V 90-nm CMOS," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, pp. 1664-1676, 2010.
- [14] P. Antoine, P. Bauser, H. Beaulaton, M. Buchholz, D. Carey, T. Cassagnes, T. K. Chan, S. Colomines, F. Hurley, D. Jobling, N. Kearney, A. Murphy, J. Rock, D. Salle, and C. T. Tu, "A direct-conversion receiver for DVB-H," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers*, 2005, pp. 426-607 Vol. 1.
- [15] I. Vassiliou, K. Vavelidis, S. Bouras, S. Kavadias, Y. Kokolakis, G. Kamoulakos, A. Kyranas, C. Kapnistis, and N. Haralabidis, "A 0.18um CMOS Dual-Band Direct-Conversion DVB-H Receiver," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers*, 2006, pp. 2494-2503.
- [16] V. Giannini, P. Nuzzo, C. Soens, K. Vengattaramane, J. Ryckaert, M. Goffioul, B. Debaillie, J. Borremans, J. Van Driessche, J. Craninckx, and M. Ingels, "A 2-mm2 0.1-5 GHz Software-Defined Radio Receiver in 45-nm Digital CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, pp. 3486-3498, 2009.
- [17] K. Huijung, K. Sanghoon, C. Jeong-Hyun, K. Taewan, L. BongDae, B. Jong-Dae, C. Wooseung, P. Hojin, and P. Byeong-ha, "A dual-band digital TV tuner for CMMB application SoC," in *IEEE Radio Frequency Integrated*

- Circuits Symp. Dig ., 2011, pp. 1-4.
- [18] V. Iason, V. Kostis, H. Nikos, B. Stamatis, K. Spyros, K. Ioannis, K. George, K. Aristeidis, K. Charalampos, and M. Michael, "CMOS tuners for mobile TV," *Communications Magazine*, *IEEE*, vol. 44, pp. 118-125, 2006.
- [19] K. Jongsik, J. L. Seung, K. Seungsoo, O. H. Jong, S. E. Yun, and S. Hyunchol, "A 54--862-MHz CMOS Transceiver for TV-Band White-Space Device Applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, pp. 966-977, 2011.
- [20] B. Razavi, RF microelectronics, 2nd ed. New Jesey: Prentice Hall, 2011.
- [21] B. Razavi, *Design of analog CMOS integrated circuits* vol. 212. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [22] A. A. Abidi, "High-frequency noise measurements on FET's with small dimensions," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 33, pp. 1801- 1805, 1986.
- [23] A. van der Ziel, "Thermal Noise in Field-Effect Transistors," *Proceedings* of the IRE, vol. 50, pp. 1808-1812, 1962.
- [24] D. K. Shaeffer and T. H. Lee, "A 1.5-V, 1.5-GHz CMOS low noise amplifier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 745-759, 1997.
- [25] B. Razavi, T. Aytur, Y. Fei-Ran, Y. Ran-Hong, K. Han-Chang, H. Cheng-Chung, and L. Chao-Cheng, "A 0.13 um CMOS UWB transceiver," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers*, 2005, pp. 216-594 Vol. 1.
- [26] Z. Heng, F. Xiaohua and E. S. Sinencio, "A Low-Power, Linearized, Ultra-Wideband LNA Design Technique," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, pp. 320-330, 2009.
- [27] S. Joo, T. Y. Choi and B. Jung, "A 2.4-GHz Resistive Feedback LNA in 0.13um CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, pp. 3019-3029, 2009.
- [28] B. G. Perumana, J. H. C. Zhan, S. S. Taylor, B. R. Carlton, and J. Laskar, "Resistive-Feedback CMOS Low-Noise Amplifiers for Multiband Applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, pp. 1218-1225, 2008.
- [29] I. Donggu, K. Hong-Teuk and L. Kwyro, "A CMOS Resistive Feedback Differential Low-Noise Amplifier With Enhanced Loop Gain for Digital TV Tuner Applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, pp.

- 2633-2642, 2009.
- [30] M. El-Nozahi, A. A. Helmy, X. Sa, E. Nchez-Sinencio, and K. Entesari, "An Inductor-Less Noise-Cancelling Broadband Low Noise Amplifier With Composite Transistor Pair in 90 nm CMOS Technology," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 46, pp. 1111-1122, 2011.
- [31] D. J. Allstot, L. Xiaoyong and S. Shekhar, "Design considerations for CMOS low-noise amplifiers," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. Dig.*, 2004, pp. 97- 100.
- [32] W. Zhuo, X. Li, S. Shekhar, S. H. K. Embabi, J. P. de Gyvez, D. J. Allstot, and E. Sanchez-Sinencio, "A capacitor cross-coupled common-gate low-noise amplifier," in *IEEE Trans. Circuits and System II: Express Briefs*, 2005, pp. 875-879.
- [33] Z. Wei, S. Embabi, J. P. de Gyvez, and E. Sanchez-Sinencio, "Using capacitive cross-coupling technique in RF low noise amplifiers and down-conversion mixer design," in *Proc. IEEE Eur. Solid-State Circuits Conf. (ESSCC)*, 2000, pp. 77-80.
- [34] M. Pui-In and R. Martins, "Design of an ESD-Protected Ultra-Wideband LNA in Nanoscale CMOS for Full-Band Mobile TV Tuners,", 2009, pp. 933-942.
- [35] E. A. Sobhy, A. A. Helmy, S. Hoyos, K. Entesari, and E. Sanchez-Sinencio, "A 2.8-mW Sub-2-dB Noise-Figure Inductorless Wideband CMOS LNA Employing Multiple Feedback," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, pp. 3154-3161, 2011.
- [36] W. Sanghyun, K. Woonyun, L. Chang-Ho, L. Kyutae, and J. Laskar, "A 3.6mW differential common-gate CMOS LNA with positive-negative feedback," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers*, 2009, pp. 218-219,219a.
- [37] K. Jusung, S. Hoyos and J. Silva-Martinez, "Wideband Common-Gate CMOS LNA Employing Dual Negative Feedback With Simultaneous Noise, Gain, and Bandwidth Optimization," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, pp. 2340-2351, 2010.
- [38] F. Bruccoleri, E. A. M. Klumperink and B. Nauta, "Wide-band CMOS low-noise amplifier exploiting thermal noise canceling," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 275- 282, 2004.
- [39] F. Bruccoleri, E. A. M. Klumperink and B. Nauta, "Noise cancelling in

- wideband CMOS LNAs," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*Dig. Tech. Papers, 2002, pp. 406-407 vol.1.
- [40] I. Donggu, N. Ilku, K. Hong-Teuk, and L. Kwyro, "A Wideband CMOS Low Noise Amplifier Employing Noise and IM2 Distortion Cancellation for a Digital TV Tuner," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, pp. 686-698, 2009.
- [41] I. Donggu, N. Ilku and L. Kwyro, "A Low Power Broadband Differential Low Noise Amplifier Employing Noise and IM3 Distortion Cancellation for Mobile Broadcast Receivers," *Microwave and Wireless Components* Letters, IEEE, vol. 20, pp. 566-568, 2010.
- [42] S. Blaakmeer, E. Klumperink, D. Leenaerts, and B. Nauta, "A Wideband Balun LNA I/Q-Mixer combination in 65nm CMOS," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers*, 2008, pp. 326-617.
- [43] S. C. Blaakmeer, E. A. M. Klumperink, D. M. W. Leenaerts, and B. Nauta, "Wideband Balun-LNA With Simultaneous Output Balancing, Noise-Canceling and Distortion-Canceling," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 43, pp. 1341-1350, 2008.
- [44] S. C. Blaakmeer, E. Klumperink, D. M. W. Leenaerts, and B. Nauta, "The Blixer, a Wideband Balun-LNA-I/Q-Mixer Topology," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 43, pp. 2706-2715, 2008.
- [45] J. Jussila and P. Sivonen, "A 1.2-V Highly Linear Balanced Noise-Cancelling LNA in 0.13um CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 43, pp. 579-587, 2008.
- [46] J. Borremans, P. Wambacq, C. Soens, Y. Rolain, and M. Kuijk, "Low-Area Active-Feedback Low-Noise Amplifier Design in Scaled Digital CMOS," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 43, pp. 2422-2433, 2008.
- [47] M. Ingels, V. Giannini, J. Borremans, G. Mandal, B. Debaillie, P. Van Wesemael, T. Sano, T. Yamamoto, D. Hauspie, J. Van Driessche, and J. Craninckx, "A 5mm² 40nm LP CMOS 0.1-to-3GHz multistandard transceiver," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers*, 2010, pp. 458-459.
- [48] S. Andersson, C. Svenson and O. Drugge, "Wideband LNA for a multistandard wireless receiver in 0.18 um CMOS," in *Proc. IEEE Eur. Solid-State Circuits Conf. (ESSCC)*, 2003, pp. 655-658.
- [49] M. Okushima, J. Borremans, D. Linten, and G. Groeseneken, "A DC-to-22 GHz 8.4mW compact dual-feedback wideband LNA in 90 nm digital

- CMOS," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. Dig.*, 2009, pp. 295-298.
- [50] A. J. Scholten, H. J. Tromp, L. F. Tiemeijer, R. Van Langevelde, R. J. Havens, P. W. H. De Vreede, R. F. M. Roes, P. H. Woerlee, A. H. Montree, and D. B. M. Klaassen, "Accurate thermal noise model for deep-submicron CMOS," in *Int. Electron Devices Meeting(IEDM) Tech. Dig.*, 1999, pp. 155-158.
- [51] H. Zhang and E. Sánchez-Sinencio, "Linearization techniques for CMOS low noise amplifiers: A tutorial,", 2011, pp. 22-36.
- [52] J. Borremans, L. De Locht, P. Wambacq, and Y. Rolain, "Nonlinearity Analysis of Analog/RF Circuits Using Combined Multisine and Volterra Analysis," in *Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition*, 2007, pp. 1-6.
- [53] P. Wambacq and W. Sansen, *Distortion analysis of analog integrated circuits*, 1998.
- [54] R. Ramzan, S. Andersson, J. Dabrowski, and C. Svensson, "A 1.4V 25mW Inductorless Wideband LNA in 0.13um CMOS," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers*, 2007, pp. 424-613.
- [55] D. Manstretta and L. Dauphinee, "A Highly Linear Broadband Variable Gain LNA for TV Applications," in *IEEE Custom Integrated Circuits Conference(CICC)*, 2007, pp. 531-534.
- [56] K. Bonkee, W. K. Tae, C. Youngho, J. Min-Su, K. Seyeob, Y. Heeyong, M. Seong-Mo, L. Tae-Ju, L. Jin-Kyu, and K. Boeun, "A 100mW Dual-Band CMOS Mobile-TV Tuner IC for T-DMB/DAB and ISDB-T," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers*, 2006, pp. 2534-2543.
- [57] H. Yi-Ti, C. M. Yang, S. C. Huang, H. L. Pan, and T. C. Hung, "A 1.2V 67mW 4mm2 mobile ISDB-T tuner in 0.13um CMOS," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers*, 2009, pp. 124-125,125a.
- [58] M. Moezzi and M. Sharif Bakhtiar, "Wideband LNA Using Active Inductor With Multiple Feed-Forward Noise Reduction Paths," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, pp. 1069-1078, 2012.
- [59] F. Belmas, F. Hameau and J. M. Fournier, "A Low Power Inductorless LNA With Double Enhancement in 130 nm CMOS," *IEEE J. Solid-State*

Circuits, vol. 47, pp. 1094-1103, 2012.

[60] I. Donggu, N. Ilku and L. Kwyro, "A CMOS Active Feedback Balun-LNA With High IIP2 for Wideband Digital TV Receivers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, pp. 3566-3579, 2010.

## 致谢

硕士阶段的学习已经接近尾声,回首往昔,需要向许多人表示衷心的感谢。 感谢我的导师唐长文博士,在两年的学习时间里,给予无私的帮助和耐心的 教导,以严谨的学术作风和严格的自我要求深深地影响着我们每个同学。同时也 非常感谢王俊宇博士,感谢您在各个方面的给予的支持和帮助。

感谢实验室的每一位同学: 孙玉香为 Mixer 忙碌和纠结; 卓晨飞在与张江的 王心同学一起完成 LPF 设计的同时,还要解决很多软件的技术问题;董叶同学 提供 PGA 和增益控制算法;黄实忙于设计 ADC;万熊熊的电荷泵和分频器、王明贵的 VCO,有了你们的合作才有了 LO;张伟与张江的张艺武一起为大家完成各种参考电流和参考电压的设计;唐聪完成了功率检测电路;宋波在 DCXO 设计方面做出许多努力;还有不得不提的,与我们同届的复旦本科生张唯一同学,你让我们看到了一个优秀员工的勤奋和坚持——共同奋斗的时光总是值得纪念和永久回味!我们一起学习,相互交流,相互帮助,分享快乐和忧伤,充实而满意地度过了整个研究生阶段。

当然,最应该感谢的还有我的家人,是你们给了我生命和幸福,祝愿父母身体健康,祝愿还在求学的妹妹学业有成,健康快乐。

感谢这两年来相识相知一起努力的所有人!

## 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: 杉涛 日期: 2012.7.2

## 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: 杉涛 导师签名: 九片 日期: 2012.7.2