

学校代码: 10246

学 号: 10212020043

復旦大學

硕 士 学 位 论 文

数字电视调谐器中的信道选择滤波器设计

院	系:	微电子学系
专	业:	微电子学与固体电子学
姓	名:	王 心
指 导 教 师:		唐长文
完 成 日 期:		2013 年 4 月 10 日

目 录

图目录	III
表目录	V
摘 要	VII
Abstract	IX
第一章 绪论	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究内容	2
1.3 论文组织	3
第二章 系统指标分析与设计	5
2.1 接收机输入信号特性	5
2.1.1 接收机载噪比	5
2.1.2 最小输入功率和最大输入功率	6
2.2 模拟基带性能指标	8
2.2.1 增益控制	8
2.2.2 噪声系数和线性度	11
2.2.3 滤波器设计指标	15
2.3 滤波器的系统考虑	16
2.3.1 滤波器的类型和结构选择	16
2.3.2 滤波器级联	17
2.3.3 增益控制和带宽调节	18
第三章 线性度和噪声的优化设计	21
3.1 系统非线性表征	21
3.1.1 非线性时不变系统的级联	21
3.1.2 三阶交调的伏尔特拉级数表示	22
3.2 双二次结构的线性度和噪声	22
3.2.1 双二次结构的线性度	22
3.2.2 双二次结构的噪声	28
3.2.3 线性度和噪声的优化及参数确定	29
3.3 不同带宽下的线性度和噪声	31
第四章 非理想特性	35
4.1 前言	35

4.2 非理想效应	35
4.2.1 非理想积分器模型	35
4.2.2 非理想双二次结构的传递函数	37
4.3 电路设计与改进	39
4.3.1 增益误差的减小及有效品质因数的矫正	39
4.3.2 跨导放大器线性度模型及设计	42
第五章 频率校准与直流消除	47
5.1 滤波器参数稳定性	47
5.2 片上频率校准电路回顾	48
5.2.1 基于锁相环的校准	49
5.2.2 基于开关电容技术的校准	50
5.2.3 基于计数器和数字逻辑的校准	50
5.3 改进的频率校准方法	51
5.3.1 电路结构	51
5.3.2 误差分析	53
5.4 直流失调消除	55
5.4.1 接收机中的直流失调	55
5.4.2 直流失调消除电路	56
第六章 芯片实现及测试结果	59
6.1 电路实现	59
6.2 测试结果与对比	60
6.2.1 线性度测试结果	60
6.2.2 频带选择测试结果	61
6.2.3 增益及带内纹波测试结果	62
6.2.4 性能总结与对比	63
第七章 总结与展望	65
7.1 总结	65
7.2 研究展望	65
参考文献	67
致 谢	71

图目录

图 2-1	MBRAI 测试标准中接收机系统框图	5
图 2-2	接收机输入信号功率谱	7
图 2-3	接收机的增益分配和各级载噪比变化	8
图 2-4	模拟基带输入信号功率谱及信道选择	9
图 2-5	阻带衰减对功率百分比的影响	10
图 2-6	邻道抑制对功率百分比的影响	10
图 2-7	信噪失真比随输入功率的变化	11
图 2-8	基带噪声和交调失真对系统信噪失真比的影响	13
图 2-9	基带噪声系数对前端噪声系数指标的影响	14
图 2-10	基带三阶交调对前端三阶交调指标的影响	14
图 2-11	Tow-Thomas II 双二次结构电路图	16
图 2-12	零极点配对方式	17
图 2-13	六阶滤波器系统方案	18
图 2-14	双二次结构可变增益和带宽的实现	19
图 3-1	伏尔特拉算子对输入信号的作用	21
图 3-2	非线性系统和线性系统的级联	21
图 3-3	双二次结构非线性分析模型	23
图 3-4	双二次结构等效非线性级联系统	23
图 3-5	双二次结构小信号半边等效电路图	24
图 3-6	线性度理论计算值和仿真值的比较	27
图 3-7	双二次结构噪声分析模型	28
图 3-8	噪声理论计算值和仿真值的比较	30
图 3-9	双二次结构的线性度和噪声	31
图 3-10	滤波器带宽的连续调节	33
图 4-1	理想积分器及其信号流图	35
图 4-2	非理想积分器信号流图	36
图 4-3	非理想双二次结构信号流图	37
图 4-4	R_a 和 R_c 电阻阵列的传统实现电路	40
图 4-5	R_c 电阻阵列改进方案一	41
图 4-6	R_c 电阻阵列改进方案二	41

图 4-7	两种跨导放大器的频率响应	43
图 4-8	两种跨导放大器的功耗比较	43
图 4-9	前馈零点补偿型跨导放大器电路原理图	44
图 4-10	差分跨导单元	44
图 4-11	前馈零点补偿型跨导放大器的非线性模型	45
图 4-12	前馈零点补偿型跨导放大器开环频率响应仿真结果	46
图 5-1	滤波器截止频率偏移造成的影响	48
图 5-2	使用 VCF 和 VCO 的锁相环路频率校准电路	49
图 5-3	基于计数器的频率校准电路	50
图 5-4	改进的频率校准电路	51
图 5-5	频率校准电路的充电计数过程	51
图 5-6	自动频率校准的工作过程	52
图 5-7	计数误差分析	53
图 5-8	直接变频接收机中的三种自混现象	55
图 5-9	跨导放大器等效输入失调电压	56
图 5-10	直流失调消除电路	57
图 5-11	直流失调消除环路的高通特性	57
图 5-12	直流失调下滤波器的频率响应	58
图 6-1	信道选择滤波器电路系统框图	59
图 6-2	调谐器模拟基带芯片照片	59
图 6-3	双音测试频谱分析仪截图	60
图 6-4	0 dB 增益下的双音测试结果	60
图 6-5	频带选择特性测试结果	61
图 6-6	增益范围和带内纹波测试结果	62
图 6-7	不同增益模式下的增益误差	62

表目录

表 2-1	不同编码方式下的载噪比要求	6
表 2-2	四种极端情况下的输入信号	7
表 2-3	滤波器主要设计指标	15
表 2-4	不同类型滤波器性能对比	16
表 2-5	4MHz 带宽下滤波器各级参数	19
表 3-1	噪声传递函数	28
表 3-2	理论计算参数值	30
表 4-1	跨导放大器的设计指标	42
表 5-1	片上电容和电阻的偏差对比	48
表 6-1	频率校准电路误差统计	61
表 6-2	滤波器性能总结	63
表 6-3	近期发表论文结果对比	63

摘 要

移动数字电视调谐器需要具有出色的信道选择特性，以保证其具有从众多干扰信号中将有用信号筛选出来的功能。本文围绕线性度和噪声优化、多带宽、可变增益、截止频率校准等几方面，介绍了一款用于数字电视调谐器中的高线性度，增益可调，带宽可调的信道选择滤波器。

本文完成的主要工作如下：

首先，本文详细讨论了如何对滤波器参数进行优化的设计方法。运用参数归一化的方法，将多变量的最优化问题转换成单变量的最优化问题。这不仅简化了优化过程，同时也使得结果更富有参考意义。基于这一方法，对有源 RC 双二次结构级联滤波器的噪声和线性度进行优化设计。

其次，设计实现了带宽和增益可调的功能并解决了由非理想效应所引起的增益误差和带内纹波问题。多标准多频段的应用要求信道选择滤波器具有带宽可调的特性；而输入信号较大的动态范围需要模拟基带提供足够的增益变化范围以优化输出信号的信噪比。设计中通过切换电阻阵列中的电阻和电容阵列中的电容来实现多频带的选择和增益调节。改进的电阻匹配阵列使增益误差在整个增益范围内得到有效控制。根据不同增益对分段电阻的调节来补偿品质因素的恶化减小了高增益下的带内纹波。双二次结构中通过运用高增益、高线性度的前馈零点补偿型跨导放大器来增加滤波器的线性度，同时避免了额外补偿电容的使用，减小了芯片面积。

最后，对原有频率校准电路进行了改进。改进后的频率校准电路使得对由于工艺偏差所造成的频率偏移的校准更加高效。所设计的直流偏移消除电路克服了直接变频接收机中存在的直流失调问题。

测试结果显示，滤波器的带内 $IIP3$ 在 0 dB 增益时超过 31 dBm，增益范围 0~54 dB，增益步长 6 dB，频率范围从 0.25 MHz~4 MHz 连续可调。高增益时，带内纹波小于 1.4 dB，增益误差和频率校准误差分别小于 3.4%和 5%。该设计在 0.18- μm CMOS 工艺下制造，1.8 伏供电电压下功耗为 12.6 mW，面积 1.28 mm²。

关键词：信道选择滤波器、高线性度、增益可调、多频带、连续可调、数字电视调谐器

中图分类号：TN4

Abstract

The function that choosing wanted signal from numerous interferences of mobile TV Tuner is guaranteed by its excellent channel selection property. Focusing on issues such as linearity and noise optimization, multiple bandwidth, variable gain, cutoff frequency tuning and so on, this thesis presents a channel select filter used in TV Tuner with high linearity, variable gain and adjustable bandwidth characteristic.

The main works of this thesis are as following:

First, the design methodology for optimizing filter parameters is discussed in detail. A multivariable optimization problem is converted to a univariate optimization problem by using parameter normalization approach. This method not only simplifies the optimization process but also gets a more intuitionistic result. Linearity and noise performance of Active-RC cascade biquad is optimized basing on this method.

Second, the design realizes adjustable bandwidth and gain and solves the problem of gain error and in band ripple caused by non-ideal effect. Multi-standard and multi-band application requires adjustable band width of the channel select filter. While the big dynamic range of input power requires the base band to have enough gain variation range for optimization the SNR (Signal Noise Ratio) of output signal. Band selection and gain adjustment are realized by switching resistors in resistor arrays and capacitors in capacitor arrays in this design. The revised match resistor array makes gain error effectively controlled in the whole gain range. Tuning segmented resistor according different gain to compensate Q (Quality) factor degradation decreases in band ripple under high gain. FFZC (Feed Forward Zero Compensation) OTA with high gain and high linearity is used in biquad to increase the linearity performance of filter while avoiding extra compensation capacitors use.

Third, improve the frequency tuning circuit. The correction on frequency shift due to process variation is more efficient by using the improved frequency tuning circuit. DC offset problem in DCR (Direct Conversion Receiver) is prohibited by DC offset cancellation circuit.

Experimental results yield an in band $IIP3$ of over 31 dBm at 0 dB gain, a 54 dB gain range with 6 dB gain step and a continuous frequency tuning range from 0.25 MHz to 4 MHz. In band ripple is less than 1.4 dB at high gain mode, while gain error and frequency tuning error are no more than 3.4% and 5% respectively. The design which is fabricated in 0.18- μ m CMOS process consumes 12.6mW power at 1.8 V supply and occupies 1.28 mm².

Key Words: channel select filter; high linearity; gain adjustable; multi-band; continuous adjustment; TV Tuner

Classification Code: TN4

第一章 绪论

1.1 研究背景

随着无线通信技术的发展,越来越多的频段被划分给不同的应用。数字电视信号被划分在超高频(Very High Frequency, VHF)、甚高频(Ultra-High Frequency, UHF)和L波段三个频段[1]。其中每一个频段又包括多个频道。无线信道这种多频段多频道信号共存的现象使得接收机在接收数字电视信号的过程中,需要滤除其它频道或者频段的干扰信号,提取出所需频道的有用信号,以方便后面数字解调模块对信号的进一步处理。接收机的这种信道选择能力称为选择性,一般通过带通滤波器的带通特性来实现。而完成接收机信道选择功能的滤波器就被称为信道选择滤波器。信道选择滤波器通带和阻带之间的滚降就决定了接收机的选择性。在所需频道信号很小、邻道存在强干扰信号的情况下,为了防止阻塞及交调的产生,接收机除了应具有较高的动态范围以外,还必须具有很好的选择性,将强干扰信号滤除。

因多种原因,各国各地区的数字电视标准不尽相同。协议的多样性决定了各地数字电视信号带宽的多样性。甚至同一协议中也存在多种信号带宽的应用[1]-[3]。无线终端的发展,使多频段、多协议、可配置的接收机成为趋势。因其架构简单、灵活性高、功耗低等优点,直接变频架构成为移动、便携式接收机的主流架构[4][5]。在此架构中,低通滤波器取代带通滤波器成为完成信道选择功能的模块。为了能兼容各种标准,信道选择滤波器的带宽需要随信号带宽的改变而改变。带宽的可调性成为多频段、多带宽接收机的一个重要特征。

实现信道选择滤波器的方法有多种。从集成的角度来看,可以分三类。一种是片外滤波,另一种是片上滤波,第三种则是两者的结合[6]-[8]。片外滤波可以在射频前端使用声表面波(Surface Acoustic Wave, SAW)滤波器。声表面波滤波器具有很好的线性度、很好的选择性和低噪声,且不消耗功耗。但是这种实现方式的成本很高,而且集成度小,增加了印刷电路板(Printed Circuit Board, PCB)的面积和元件数目。更重要的是,这种滤波器的带宽是固定的,并不适合于信号带宽可变的情况。由于处于射频前端,声表面波滤波器对邻道强干扰信号的滤除作用并不明显。片上实现信道选择滤波器的方式有多种,从1978年第一个全集成滤波器的诞生[9]到1985年第一篇实现截止频率自动校准的论文[10],集成滤波器的实现技术在三十多年的发展中已经日趋成熟。射频前端使用预选择带通滤波器、低频架构中模拟基带使用带通滤波器以及直接变频接收机中使用低通滤波器等方案已经在商用产品和论文中频繁出现。带宽连续可调、增益可变、低噪

声、高线性度的信道选择滤波已经成为多模式多频段接收机中常见的模块。片上滤波虽然集成度高，但是占用芯片面积，开销功耗，而且需要自动频率校准。

综上，信道选择滤波器不仅影响接收机的灵敏度、动态范围，更直接决定了接收机的选择性。高邻道抑制、高线性度、低噪声、低功耗、带宽可调成为设计无线接收机信道选择滤波器需要满足的指标要求。

1.2 研究内容

本文设计的带宽可调、增益可变的低通滤波器用于直接变频接收机中实现信道选择功能。研究的重点是在功耗限制的前提下优化滤波器的动态范围，提高线性度、降低噪声；有效克服非理想效应，减小增益误差和带内纹波；片上实现更为有效和利于滤波器优化设计的片上频率自动校准电路。

对动态范围的优化需要准确、有效的噪声和非线性分析模型。集成电路中元器件的噪声模型已经得到了深入研究，对应的分析方法也很成熟。而对于非线性的研究，尤其是对存在记忆效应的电路的非线性分析还存在较多可以探索的空间。基于谐波平衡(Harmonic Balance, HB)的分析方法只能通过软件仿真得到数值解。虽然仿真结果能与测试结果得到较好的符合，但是这种方法并不能得到直观的、有指导意义的解析表达式。对于如何优化电路参数、提高动态范围没有太大参考作用。伏尔特拉级数(Volterra Series)分析方法作为一种分析具有记忆效应电路非线性的分析方法，已经被验证是较为准确的方法，其得到的解析结果对电路的优化具有指导意义。但是该方法涉及到的计算过程比较繁琐，特别是当电路结构变得复杂的时候，对电路结构的化简变得尤其重要。文献[11][12]提出了另外一种思路，即通过将整个反馈网络视为二端口网络，定义新的传递函数，得到输入三阶交调点(3rd order Input Intercept Point, IIP3)的解析表达式。本文在此思路的基础上，对输入三阶交调点表达式中不同变量进行了归一化，将多变量优化问题转化成单变量优化问题，简化了使用伏尔特拉级数进行非线性分析的计算过程。所得到的结果与仿真结果吻合，并可用于滤波器动态范围的设计优化。

电路中的非理想特性，包括电阻电容阵列的寄生和运算放大器的有限增益带宽等，会引起如增益误差、Q 值恶化和截止频率偏移等现象。Q 值恶化造成的带内纹波会在一定程度上恶化信号的信噪比。本文对这些非理想特性进行了详细的分析，并提出了相应的电路改进，有效减小了非理想因素对滤波器性能的影响。

片上校准方法经历了从基于锁相环(Phase Lock Loop, PLL)技术到今天更多的使用开关电容(Switch Capacitor)技术的过程。前者虽然具有较高的精度，但是要实现截止频率的可变需要多个参考频率源。所以不适合用于实现截止频率可调的滤波器。后者调节精度虽然不是很高，但是校准误差也可以达到小于 5 %。这

对于大多数通信应用而言，已经足够。但是这种方法需要校准电路和滤波器使用同一种电容阵列，减小了滤波器设计的自由度。本文在开关电容校准方法的基础上通过增加自动校准控制单元，引入计算工艺偏差的功能，将多次计数、使用相同电容阵列抛弃，实现了零极点电容的校准，同时增加了滤波器设计的自由度，为优化设计提供了方便。

1.3 论文组织

本文的内容安排如下：

第二章从系统应用角度对滤波器的性能指标进行分析。主要内容包括分析滤波器性能指标与射频前端性能指标和模数转换器(Analog to Digital Converter, ADC)动态范围的折中、滤波器电路结构选择和系统实现方案。

第三章中对滤波器的噪声和线性度进行详细分析，并采用归一化方法进行优化设计。同时提出带宽调节方案，并分析在带宽变化的情况下，滤波器动态范围的变化。

第四章中对含有非理想跨导运算放大器(Operational Transconductance Amplifier, OTA)的非理想双二次结构(Biquad)进行了信号流图分析，并从电路设计角度提出改进方案，减小了带内纹波和增益误差。同时详细讨论了提高跨导运算放大器线性度的设计方法。

第五章在分析比较主要频率校准方法的基础上提出了改进的频率校准电路，并详细分析了校准电路的误差来源。同时也介绍了直流失调消除电路的设计。

第六章介绍芯片的实现，并对主要指标的测试结果进行说明，同时与近期发表论文进行了比较。

第七章对本论文进行总结，并提出研究展望。

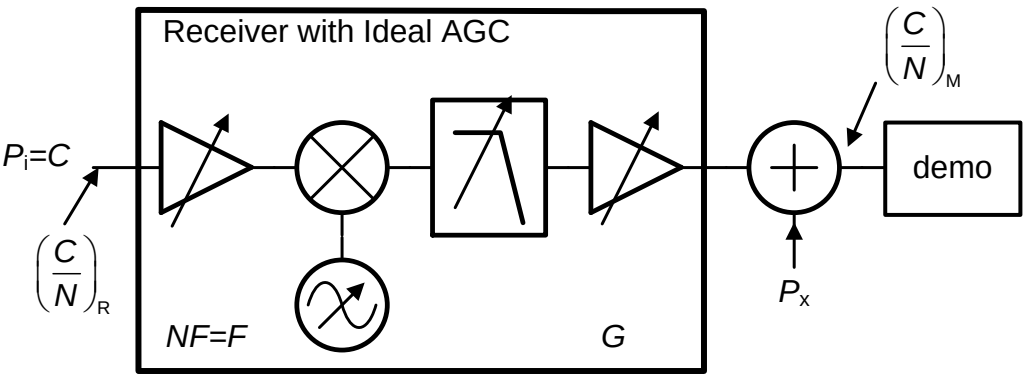
第二章 系统指标分析与设计

2.1 接收机输入信号特性

接收机的性能指标要求取决于输入信号特性和误码率对信噪比的要求。输入信号特性包括信号的频谱分布、带宽、最大最小功率等。对输入信号特性的分析有助于在接收机设计时充分考虑各种情况下所要求的接收机性能，以达到应用要求。

2.1.1 接收机载噪比

对于一个特定的调制方式，误码率(Bit Error Rate, *BER*)和信噪比之间的关系在笛卡尔坐标下呈现出瀑布图的形式[13]。在通信领域，信噪比(Signal-to-Noise Ratio, *SNR*)通常也叫做载噪比(Carrier-Noise Ratio, *CNR*)。



注： P_i 表示接收机输入信号功率， C 表示载波功率， NF 是接收机噪声系数， G 是接收机功率增益， $(C/N)_R$ 和 $(C/N)_M$ 分别表示接收机输入等效载噪比和解调模块输入等效载噪比， P_x 是其它电路模块在输出端的噪声贡献

图 2-1 MBRAI 测试标准中接收机系统框图

图 2-1 是国际电工委员会(International Electrical Commission, IEC)发布的关于地面/手持式数字广播电视标准(Digital Video Broadcasting–Terrestrial/Handheld, DVB-T/H) 的测试标准 MBRAI(Mobile and Broadband Radio Access Interface)中用来计算系统载噪比的系统结构图[1]。(国际电工委员会发布的 IEC 62002 标准，通常简称为 MBRAI)。其中， P_x 包括四个部分的噪声，分别是本振信号的相噪、模数转换器的量化噪声、由自动增益控制环路所引起的热噪和由发射机产生的交调量。

假设理想的自动增益控制覆盖信号的输入范围，输出额定功率设定为单位功率，则在输入信号功率为 C 的情况下接收机的功率增益 G 满足 $G=1/C$ 。于是 P_x

可以用相对值表示。由于 P_x 的影响,使得接收机输出信号的载噪比必须比实际解码所需载噪比高出一定的裕量。否则,因 P_x 引起的载噪比的进一步恶化会导致误码率的增加。

根据上图可以计算接收机接收到的信号的信噪比

$$\left(\frac{C}{N}\right)_R = \frac{C}{kTB} \quad (2-1)$$

其中, k 为玻耳茨曼常数 (1.38×10^{-23} J/K), T 表示绝对温度(室温下取 290 K), B 是系统噪声带宽(对于 8 MHz 信道而言,此带宽为 7.61 MHz)。则输出信号的载噪比可以表示成

$$\left(\frac{C}{N}\right)_M = \frac{CG}{kTBFG + P_x} = \frac{1}{\frac{1}{\frac{C}{kTBF}} + P_x} = \frac{1}{\left(\frac{C}{N}\right)_R + P_x} \quad (2-2)$$

由此可得

$$\left(\frac{C}{N}\right)_R = \frac{1}{\frac{1}{\left(\frac{C}{N}\right)_M} - P_x} \quad (2-3)$$

所以,实际输入信号最小载噪比可以在相关标准中所列出的解码所需最小载噪比的基础上加上一定的裕量而得到。例如 MBRAI 中对 P_x 的要求是 $P_x \leq -33$ dBc。为了后续分析的方便,将计算得到的接收机输入信号载噪比列于表 2-1 中。

表 2-1 不同编码方式下的载噪比要求

Modulation Mode	Code Rate	C/N	
		DVB-T	DVB-H
QPSK	2/3	6.4	5.4
16QAM	2/3	12.7	11.7
64QAM	2/3	18.3	17.3

2.1.2 最小输入功率和最大输入功率

接收机灵敏度反映了在一定信号带宽和信噪比要求下接收机能检测到的最小信号功率。灵敏度与信号带宽、接收机噪声系数、信噪比的关系

$$P_s = -174 \text{ dBm} + 10\log B + NF + \left(\frac{C}{N}\right)_{\min} \quad (2-4)$$

对于某一特定的编码方式,在一定信号带宽的情况下,接收机的噪声系数越小,能检测的信号功率越小,表示接收机的灵敏度越高。通过系统仿真和测试,

以及对比目前商用芯片所达到的性能，MBRAI 提出数字电视调谐器的噪声系数应该小于 4。于是，可以计算得到不同编码模式下，接收机可以接收到的最小信号。

表 2-2 四种极端情况下的输入信号

信号情况	有用信号 dBm	$N\pm 1$ 或者 $N\pm m$ 处的干扰信号 dBm ($AC=40$ dB)	$N\pm m$ 和 $N\pm 2m$ 处 的双音干扰信号 dBm ($UD=47$ dB)
小信号弱干扰	-98	无	无
小信号强干扰	-77	-37 ($m=1$)*	-30 ($m=32$)
大信号弱干扰	-18	无	无
大信号强干扰	-65	无	-18 ($m=2$)

注：m 表示干扰信道数目。还有一种大信号强干扰情况是只存在邻道干扰，但是在阻带衰减足够大的情况下，与小信号强干扰类似，所以就不列出了

MBRAI 中给出了最大输入信号功率。有用信号和带外干扰信号的总功率会达到-25 dBm ~ -15 dBm。在没有干扰存在的情况下，有用信号的功率可以达到-18 dBm。根据标准中列出的干扰信号功率比有用信号功率的最大超出量，表 2-2 总结出了接收机输入信号的四种极端情况。

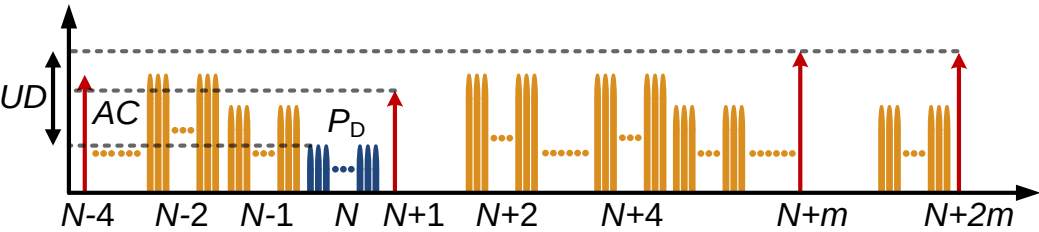


图 2-2 接收机输入信号功率谱

图 2-2 是接收机一般情况下的输入信号功率频谱图， P_D 是需要提取的有用信号， AC 表示邻道干扰的相对大小， UD 表示带外可能存在的干扰信号的相对大小。表 2-2 中使用的 AC 最大值为 40 dB， UD 最大值为 47 dB。弱干扰情况下，有用信号的最小输入功率和最大输入功率分别对应接收灵敏度和标准中给出的输入功率最大值。强干扰情况下，输入信号总功率设定为最大输入总功率，即-15 dBm。第一种强干扰情况中，假设存在一个 $N\pm 1$ 干扰信道和 32 个 $N\pm m$ 干扰信道，则输入信号功率为-77 dBm。选择 33 个干扰信道的原因是考虑射频前端可能具有 200~300MHz 的带宽。第二种强干扰情况中，考虑 $N\pm m$ 和 $N\pm 2m$ 处的双音干扰信号，功率为-18 dBm，则对应的输入信号功率为-65 dBm。

2.2 模拟基带性能指标

在直接变频接收机的架构中，模拟基带需要实现邻道干扰抑制、抗混叠滤波、减小 ADC 动态范围的功能。邻道的强干扰若得不到足够的抑制，会使到达 ADC 的信号功率增加。ADC 的动态范围增加需要消耗更多的功耗，平均每增加一个比特位，需要增加 4 倍的功耗[14]。滤波器的噪声会增加整机的噪声，使得接收机的灵敏度减小。大信号和强干扰分别对带内和带外线性度提出要求。而所有对信噪比的恶化将反映在误码率的提高上。所以滤波器和模拟基带的指标可以通过对整机信噪比的分析 and 无码率的指标得出合理的设计要求。

2.2.1 增益控制

前面对接收机输入信号的分析表明，有用信号可以从 -98 dBm 到 -18 dBm 变化。动态范围可以达到 80 dB 。为了覆盖信号的动态范围并考虑一定的控制裕量，接收机自动增益控制的增益调节范围设置为 100 dB 以保证 ADC 输入信号维持在一个固定的范围。

图 2-3 所示为表 2-2 中无干扰情况下接收机自动增益控制的示意图。图中标识了每一级载噪比的变化。无干扰小信号情况下，射频前端开启高增益模式，降低接收机的噪声系数，增加灵敏度。最后在模拟基带输出。ADC 在输入端得到载噪比达到要求且功率合适的信号。无干扰大信号情况下，射频前端开启衰减模式以提高接收机线性度。模拟基带将贡献较大的噪声，最后也输出载噪比达到要求且功率合适的信号。

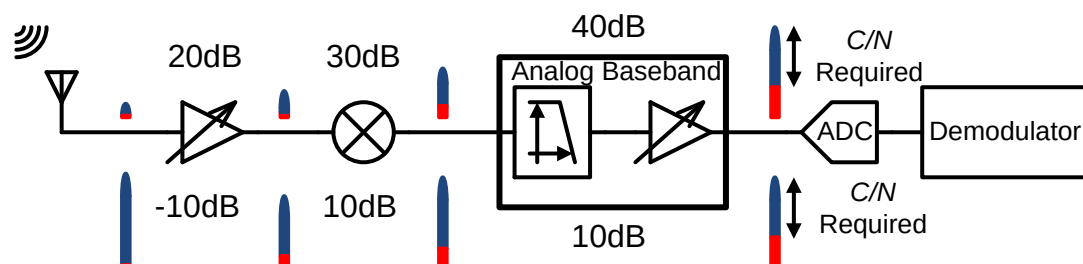


图 2-3 接收机的增益分配和各级载噪比变化

对于干扰存在的情况，在保证载噪比满足要求的前提下，基带需要给有用信号提供一定的增益，同时要给邻道干扰以一定衰减，使得到达 ADC 的输入信号功率不超过一定的值，同时提高有用信号功率在总功率中的比重。这涉及到不同信号情况下，射频前端和模拟基带的增益分配、基带衰减指标确定、噪声性能指标确定、非线性失真指标确定等问题。

为了降低分析的难度，考虑一种不失实际同时可以简化分析的情况。即 N 频道存在有用信号 P_D ， $N+1$ 邻道存在邻道干扰 P_{AC} ， $N+2$ 以后存在交调干扰 P_{UD} ，

且交调干扰的功率大小一样，如图 2-4 所示。假设射频前端不能提供 200 MHz 以内的衰减，则可以认为有用信号，干扰信号都得到了近似相等的功率增益 G_{FE} 。 P_{AI} 是邻道存在模拟信号干扰的情况。此种情况下， P_{AC} 的功率全部集中在 $B+f_{offset}$ 频率处。基带滤波器提供 G_{AB} 的功率增益，对邻道的衰减为 G_{AC} ，假设 $N+2$ ($f=3B$) 后为阻带，则对交调干扰的衰减为 G_{AS} 。输入功率为信号功率，邻道功率和交调干扰功率的和

$$P_{in} = P_D + P_{AC} + P_{UD} = P_D \left(1 + 10^{\frac{AC}{10}} + (m-1)10^{\frac{UD}{10}} \right) \quad (2-5)$$

输出功率可以表示为

$$P_{out} = \int_0^B S_D G_{FE} G_{AB} df + \int_B^{3B} S_{AC} G_{FE} \frac{G_{AB}}{G_{AC}(f)} df + \int_{3B}^{(2m+1)B} S_{UD} G_{FE} \frac{G_{AB}}{G_{AS}(f)} df \quad (2-6)$$

其， S_x 表示信号的功率谱密度。 $G_{AS}(f)$ 可以认为就是阻带衰减 G_{AS} 。对于数字信道干扰的 G_{AC} ，取中间值代替， $G_{AC} = G_{AC}(2B)$ ，而对于模拟邻道干扰的 G_{AC} ，取 $G_{AC} = G_{AC}(B+f_{offset})$ 。那么

$$P_{out} = P_D G_{FE} G_{AB} + P_D 10^{\frac{AC}{10}} G_{FE} \frac{G_{AB}}{G_{AC}} + (m-1) P_D 10^{\frac{UD}{10}} G_{FE} \frac{G_{AB}}{G_{AS}} \quad (2-7)$$

定义功率百分比为

$$R_p = \frac{P_{D,out}}{P_{out}} = \frac{1}{1 + 10^{\frac{AC}{10}} \frac{1}{G_{AC}} + (m-1) 10^{\frac{UD}{10}} \frac{1}{G_{AS}}} \quad (2-8)$$

上式说明，在干扰强度一定的情况下，输出有用信号在总的输出信号中所占的功率比重完全取决于滤波器的邻道抑制能力和阻带衰减大小。通过计算可以得到不同输入信号特性下，经过不同衰减和增益后，输出信号功率以及有用信号在总的输出功率中所占比重。

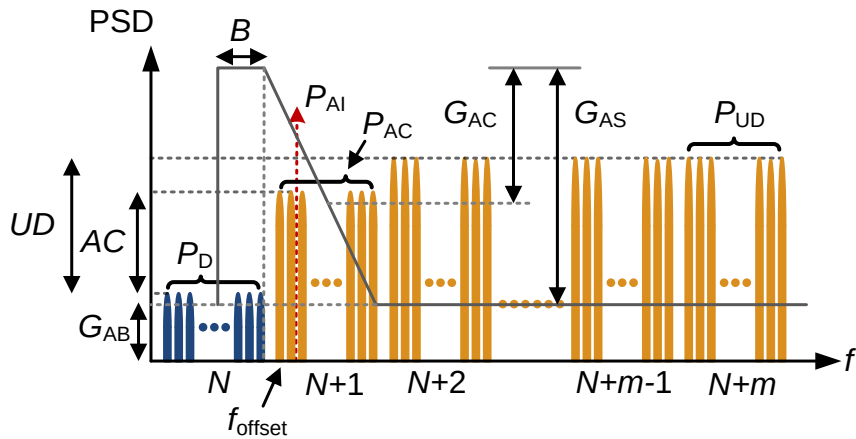


图 2-4 模拟基带输入信号功率谱及信道选择

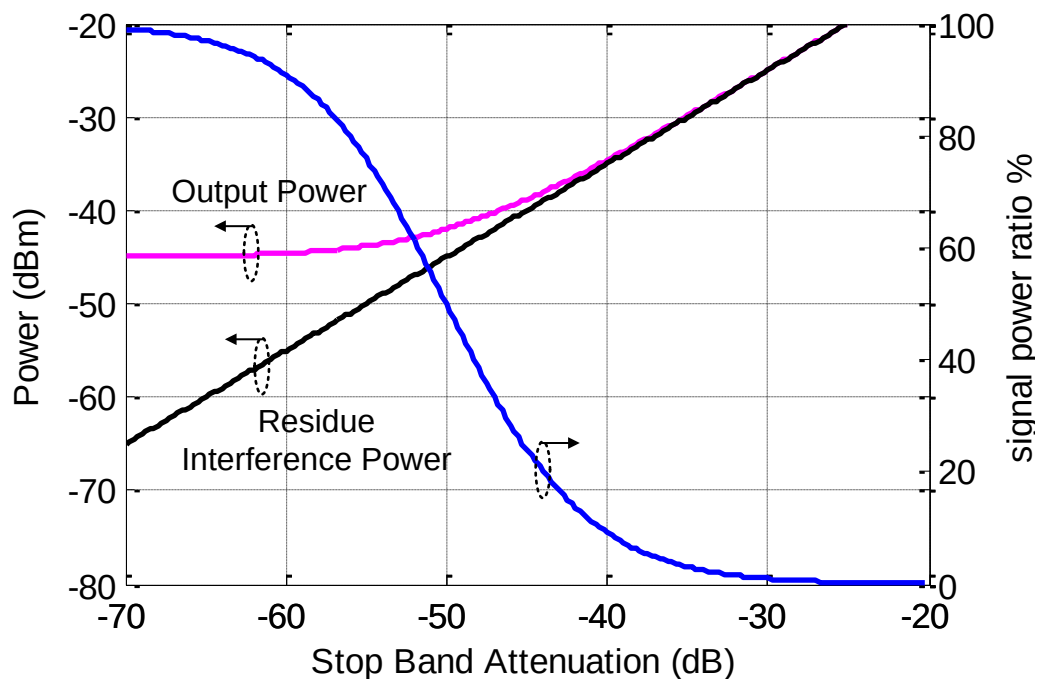


图 2-5 阻带衰减对功率百分比的影响

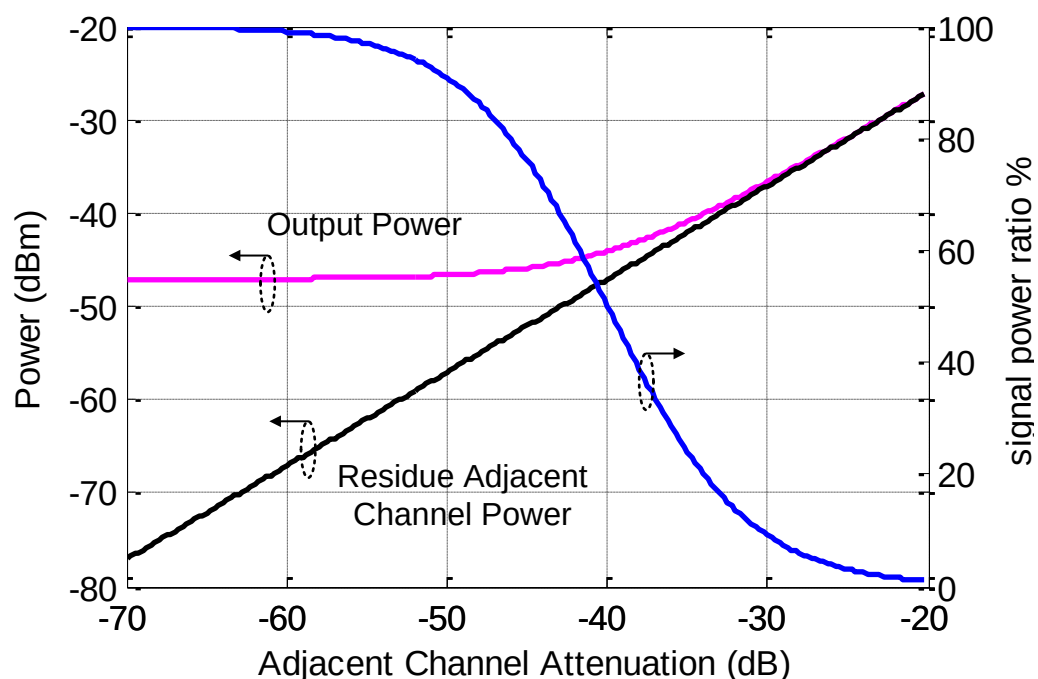


图 2-6 邻道抑制对功率百分比的影响

图 2-5 是两个阻带干扰信道情况下的输出功率百分比，输入功率对应的是表 2-2 中的大信号强干扰情况。如果控制基带输入总功率不超过 0 dBm，那么射频前端增益和基带增益分别为 0 dB 和 20 dB。后面会讨论增益设置和线性度指标之

间的折中。为了减小后级的交调量,尽可能的减小干扰功率,保证 80% 的功率百分比,阻带衰减需要达到约 60 dB。则此时输出总功率约为-45 dBm, 其中 80% 的功率是有用信号的功率。图 2-6 是存在 $N+1$ 邻道干扰和 32 个 $N+m(m>1)$ 交调干扰的计算结果。输入功率与表 2-2 中的小信号强干扰的情况一致, $N+m$ 的交调干扰功率按 P_D+UD 计算。射频前端和基带的增益分别为 10 dB 和 20 dB, 为了保证至少 20% 的功率百分比, 邻道抑制需要达到 35 dB。最严重的情况是当 1.25 MHz 频偏处存在模拟信道干扰, 要求 $G_{AC}(5.25 \text{ MHz})=35 \text{ dB}$ 。

2.2.2 噪声系数和线性度

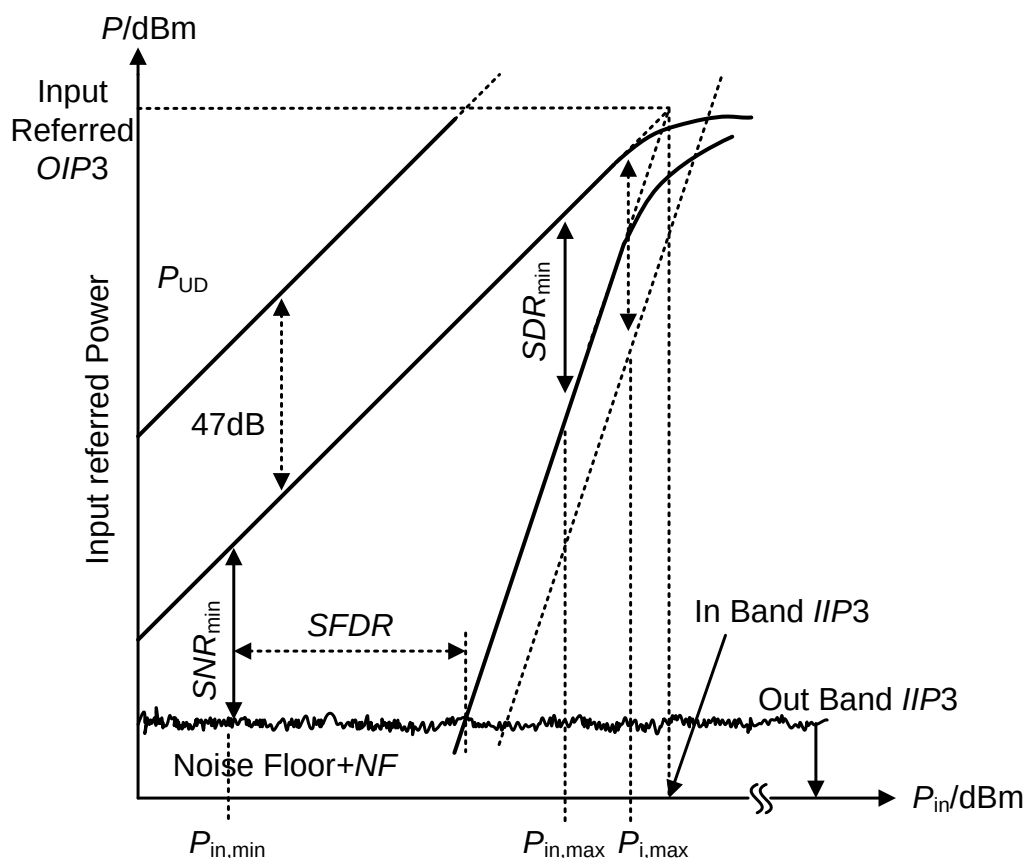


图 2-7 信噪失真比随输入功率的变化

后续解码模块对载噪比(C/N)的要求需要前面的模块在输入信号功率变化范围内, 具有可容忍的噪声和失真贡献。失真可以认为另外一种“噪声”, 为了估计失真对信号质量的恶化, 用信噪失真比(Signal to Noise and Distortion, $SNDR$)来代替载噪比。图 2-7 示意了信号的信噪失真比随输入功率的变化[15]。信噪比随着输入信号的增大而增大, 相反的, 信号失真比(Signal to Distortion, SDR)随输入信号增大而减小。信噪失真比则受两者的限制。当 $P_{in}=P_{in,min}$ 时, $SNDR=SNR$; 当 $P_{in}=P_{in,max}$ 时, $SNDR=SDR$ 。所以基带电路设计的设计指标需要考虑前级增益

调节范围、噪声以及失真贡献。当失真量等于噪声贡献时，也称为无杂散动态范围(Spurious Free Dynamic Range, *SFDR*)。信噪失真比可以表示为

$$SNDR = \frac{S}{N+D} = \frac{1}{\frac{1}{S/N} + \frac{1}{S/D}} = \frac{1}{\frac{1}{SNR} + \frac{1}{SDR}} \quad (2-9)$$

根据三阶交调点的定义和图 2-7 可以得到带内带外三阶交调点的指标要求，分别为

$$\begin{aligned} IIP3_{inband} &= P_{in,max} + \frac{P_{in,max} - P_{IM3}}{2} = P_{in,max} + \frac{P_{in,max} - (P_{in,max} - SDR_{min})}{2} \\ &= P_{in,max} + \frac{SDR_{min}}{2} \end{aligned} \quad (2-10)$$

和

$$\begin{aligned} IIP3_{outband} &= P_{i,max} + \frac{P_{i,max} - P_{IM3}}{2} = P_{i,max} + \frac{P_{i,max} - (P_{in,want} - SDR)}{2} \\ &= P_{i,max} + \frac{P_{i,max} - P_{in,want} + SDR_{min}}{2} = P_{i,max} + \frac{UD + SDR_{min}}{2} \end{aligned} \quad (2-11)$$

将系统噪声等效到输入端，则根据输入信号功率和总的噪声系数可以确定输入信号的信噪比。在每一级的输出，信号在被放大过程中，也引入额外的失真，信噪失真比逐渐减小。最后在基带输出端的信噪失真比的最小值必须满足协议载噪比的要求[16][17]。在小信号强干扰的情况下来讨论噪声系数的要求，根据噪声级联公式有系统噪声系数为

$$NF_{tot} = NF_{FE} + \frac{NF_{AB} - 1}{(\alpha A_{FE})^2} = NF_{FE} + \frac{NF_{AB} - 1}{G_T} \quad (2-12)$$

其中 α , A_{FE} 为射频前端分压比和电压增益, G_T 为全电压增益的平方, NF_{AB} 和 NF_{FE} 都是相对于源阻抗 R_S 的噪声系数。另外，根据图 2-8 的定义有

$$\Delta NF = \frac{NF_{tot} G_T}{NF_{AB}} \quad (2-13)$$

则射频前端和模拟基带的噪声系数可以分别表示为

$$NF_{FE} = 10 \log \left[10^{\frac{NF_{tot}}{10}} \left(1 - 10^{-\frac{\Delta NF}{10}} \right) + 10^{-\frac{G_T}{10}} \right] \quad (2-14)$$

$$NF_{AB} = NF_{tot} + G_T - \Delta NF \quad (2-15)$$

在系统噪声系数指标为 4 dB 的前提下计算基带噪声系数对前端噪声系数指标的影响，结果如图 2-9 所示。根据前面的讨论，增益 A_{FE} 取 30 dB。当基带噪声系数小于 23 dB 时，将使射频前端的指标要求为小于 2.4 dB。

同样，系统级联 *IIP3* 可以近似表示为

$$\frac{1}{IIP3_{tot}} = \frac{1}{IIP3_{FE}} + \frac{G_{FE}}{IIP3_{AB}} \quad (2-16)$$

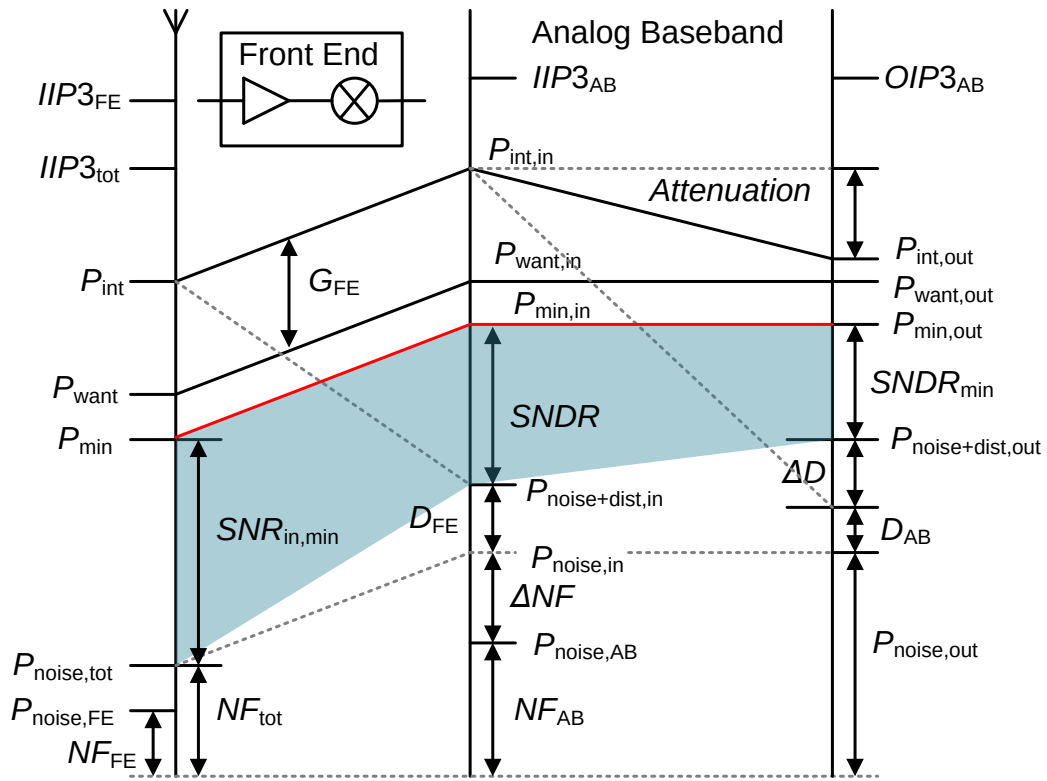
根据图 2-8 的定义, ΔD 可以表示为

$$\Delta D = 2(IIP3_{AB} - IIP3_{tot} - G_{FE}) \quad (2-17)$$

则射频前端和基带的三阶交调点可以表示为

$$IIP3_{FE} = IIP3_{tot} - 10 \log \left(1 - 10^{-\frac{0.5 \times \Delta D}{10}} \right) \quad (2-18)$$

$$IIP3_{AB} = \frac{1}{2} \Delta D + IIP3_{tot} + G_{FE} \quad (2-19)$$



注: $IIP3$, $OIP3$, NF , P 分别表示表示输入三阶交调, 输出三阶交调, 噪声系数, 功率; 下标 $want$, int , $noise$, $noise+dist$ 分别表示有用信号, 干扰信号, 噪声, 噪声和失真; 下标 FE , AB , tot , in , out 分别表示射频前端, 模拟基带, 射频前端输入、模拟基带输入, 模拟基带输出。 ΔNF , 和 ΔD 分别表示基带输入总噪声于基带等效输入噪声之差, 基带输出总失真和基带输出失真之差。

图 2-8 基带噪声和交调失真对系统信噪失真比的影响

根据前面的讨论, 小信号强干扰情况下, 干扰功率为 -18dBm , 有用信号功率为 -65dBm , 而协议中 64 QAM 编码方式的最大载噪比要求为 27.5 dB。则

$$IIP3_{\text{outband}} = -18 + \frac{47 + 27.5}{2} = 19.25 \text{ dBm} \quad (2-20)$$

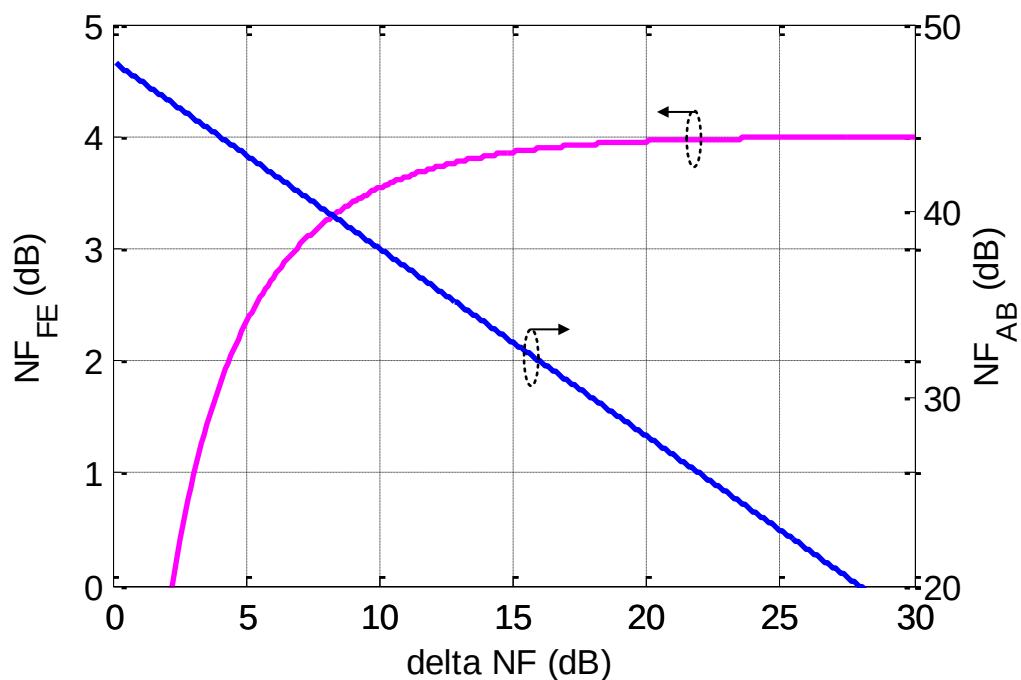


图 2-9 基带噪声系数对前端噪声系数指标的影响

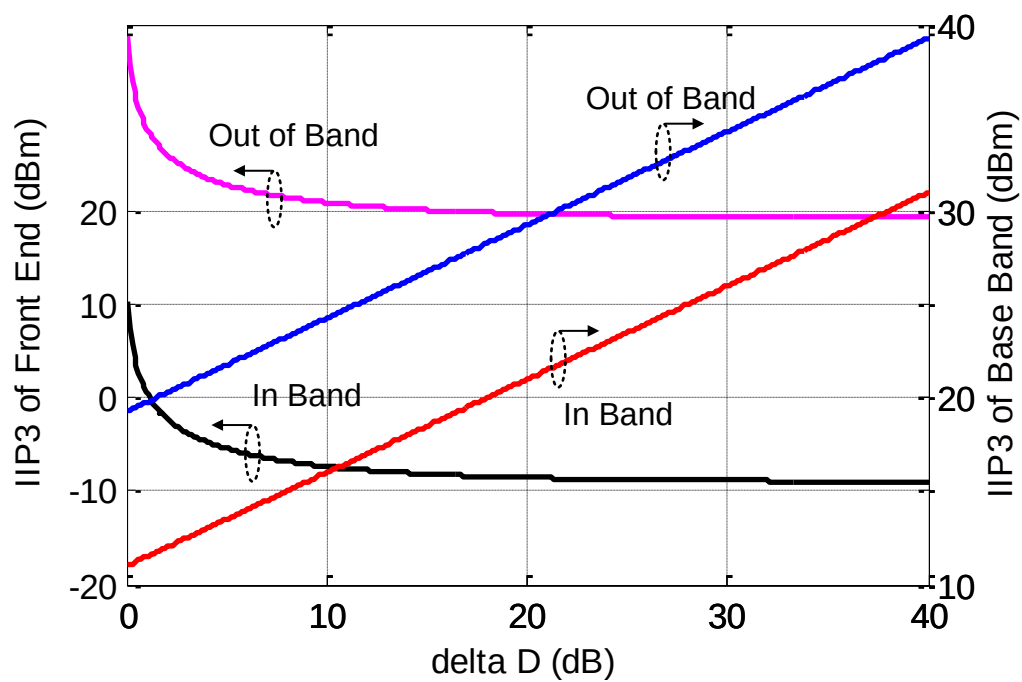


图 2-10 基带三阶交调对前端三阶交调指标的影响

在存在大信号的情况下，输入带内信号强度高达 -18 dBm 。OFDM 调制信号多个子载波之间将存在复合三阶失调。考虑最恶劣的情况，功率集中在三个子载波上，其中两个产生的三阶交调量对第三个有用信号产生干扰，则

$$IIP3_{\text{inband}} = (-18 - 4.77) + \frac{27.5}{2} = -9.02\text{ dBm} \quad (2-21)$$

从图 2-10 中可以看出，系统带外线性度的对射频前端的线性度和基带带外线性度提出了很高的要求。为了降低射频前端设计难度，带外线性度需要达到 25 dBm 以上，而带内线性度则要大于 20 dBm 。正如前面所讨论的，在大信号强干扰情况下，基带增益如果增加，在功率百分比不变的情况下，将使输出功率提高，有助于减小 ADC 的动态范围。但是高增益下要达到高的线性度对基带设计来说是个挑战。所以基带的增益设置和线性度指标之间需要折中考虑，或者说 ADC 的动态范围和基带线性度指标之间存在折中关系。

2.2.3 滤波器设计指标

灵敏度和选择性是数字电视调谐器的两个重要性能。灵敏度指在一定信噪比要求下检测微弱信号的能力，这需要射频前端和模拟基带具有低的噪声贡献。选择性指调谐器对干扰信号的抑制能力。拥有高线性度、高邻道抑制和阻带衰减的滤波器决定了调谐器的选择性。除了前面讨论的邻道抑制，阻带衰减、增益范围、噪声系数和三阶交调等指标，滤波器的群延时和通带内的纹波也是在进行滤波器类型选择时需要考虑的因素。滤波器的群延时和带内纹波会使信号的信噪比轻微的恶化[18]-[20]。综合以上的考虑，将多标准多频段数字电视调谐器中信道选择滤波器的主要指标列于表 2-3 中。

表 2-3 滤波器主要设计指标

Cutoff Frequency	Continuously Adjustable
Stop Band Attenuation	$>30\text{ dB @ }1.3125 \times f_{-3\text{dB}}$ $>65\text{ dB @ }2.5 \times f_{-3\text{dB}}$
Input Power Level	$-48 \sim -3\text{ dBm}$
Voltage Gain	$0 \sim 54\text{ dB @ }6\text{ dB step}$
In Band $IIP3$	$>30\text{ dBm @ }0\text{ dB}$
Out of Band $IIP3$	$>40\text{ dBm @ }0\text{ dB}$
Noise Figure	$<22\text{ dB @ }1\text{M \& }54\text{ dB}$ $<40\text{ dB @ }1\text{kHz \& }54\text{ dB}$
Power Consumption	$<14.4\text{ mW}$
Tuning Accuracy	$<5\%$

2.3 滤波器的系统考虑

2.3.1 滤波器的类型和结构选择

通过系统综合可以得到不同类型滤波器在满足衰减指标前提下的级数、群延时、带内纹波等特性。表 2-4 是常用几种滤波器在 4 MHz 截止频率下的性能对比。从易于集成、节省功耗、选择性等角度考虑，选择 6 阶椭圆滤波器作为设计的滤波器类型。

表 2-4 不同类型滤波器性能对比

Type	Attenuation (dB)		Max. GD* (ns)	Order	Ripple (dB)
	@5.25 MHz	@6 MHz			
Butterworth	33	49.37	738	14	0
Chebyshev I	38.02	50.9	941	8	0.2
Chebyshev II	28.18	50	438	8	0
Elliptic	37.12	62.36	696	6	0.2

注：GD：群延时(Group Delay)

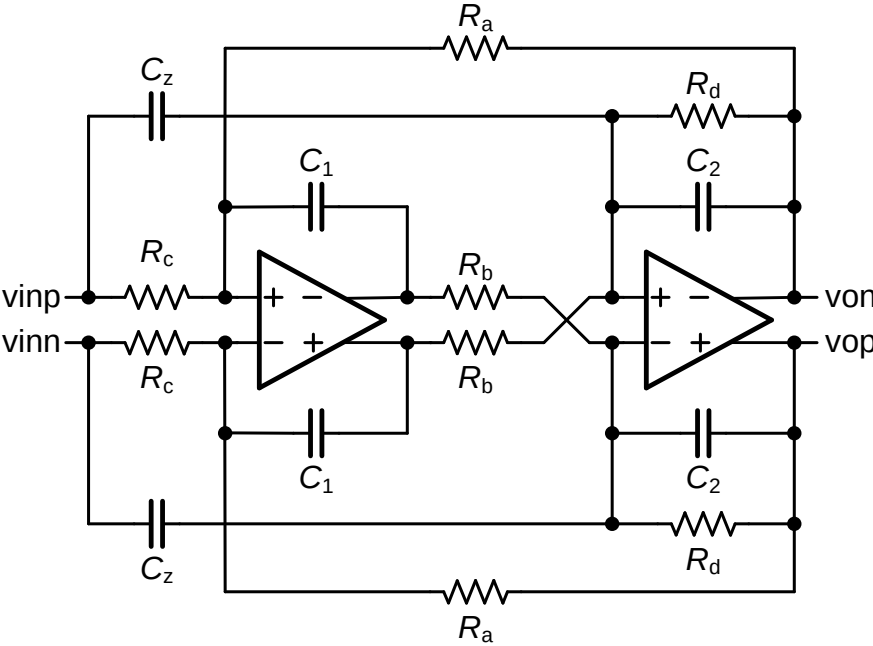


图 2-11 Tow-Thomas II 双二次结构电路图

虽然 G_m -C 滤波器功耗低、工作频率高，但是线性度不好。通过提高功耗来增加线性度所达到的效果也是有限的。开关电容滤波结构虽然不用做频率校准，线性度也好，但是在信号带宽较大的时候功耗会很大，因为需要较高的采样率[21]。而有源 RC 滤波器可以在典型功耗下，实现高线性度。因此采用有源 RC 结构来实现本文的椭圆滤波器。六阶的椭圆传递函数包括三对共轭极点和三对虚轴上的零点。零极点的配对和有源结构的具体实现都关系到整个滤波器的线性度和噪声性能。为了较好的实现增益、带宽的调节，选用 Tow-Thomas II 双二次结构的级联来实现六阶的滤波器电路。图 2-11 是 Tow-Thomas II 双二次结构的电路图。

2.3.2 滤波器级联

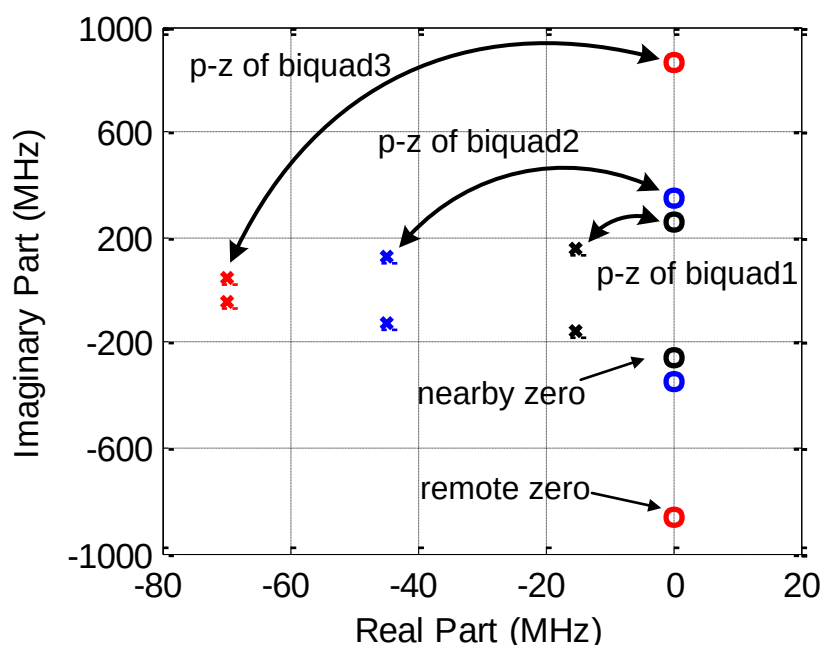


图 2-12 零极点配对方式

通过级联三个双二次结构来实现六阶的滤波器涉及到 6 种零极点配对方式。高 Q 值的极点和低频率的零点（“近处”零点）配对的方式不仅有利于提高线性度，也使频率调节更为有效[22][23]。图 2-12 说明了这种零极点的配对方式。同样，对于三个 Q 值不同的滤波器级联，也存在 6 种顺序， Q 值递增的级联方式虽然因最后一级的高 Q 值而在截止频率处存在较大噪声，但是会使线性度明显的提高[24]-[29]。另外，由于零中频架构中直流失调问题的存在，当滤波器处于高增益模式的时候，需要具有直流失调消除的功能以确保运算放大器正常工作，从而使滤波器实现正常的功能。图 2-13 是六阶椭圆滤波器的系统实现方案。三级直

流失调消除环路级联相比一级直流失调消除环路而言，能在使用较小电容面积的情况下，达到较低的高通截止频率。

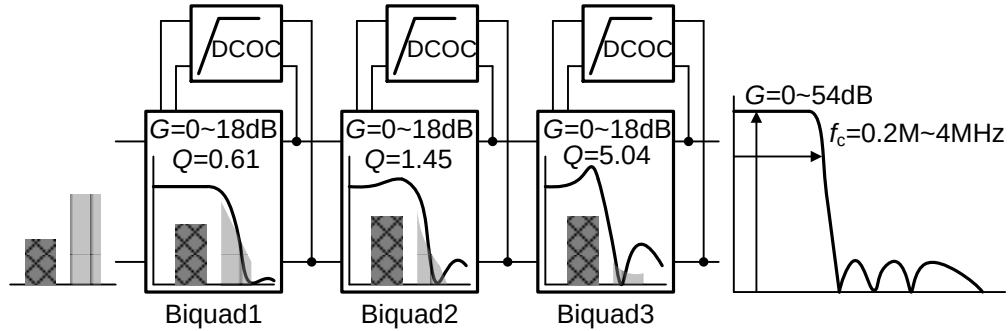


图 2-13 六阶滤波器系统方案

2.3.3 增益控制和带宽调节

如果将运算放大器认为是理想的，则通过对双二次结构电路的小信号分析，可以得到理想的传递函数

$$H(s) = H_0 \frac{1 + \frac{s^2}{\omega_z^2}}{1 + \frac{s}{\omega_p Q} + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (2-22)$$

其中，增益 H_0 ，品质因素 Q ，极点频率 ω_p 和零点频率 ω_z 分别为

$$\begin{aligned} H_0 &= \frac{R_a}{R_c} \\ Q &= \frac{R_d}{\sqrt{R_a R_b}} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \\ \omega_p &= \frac{1}{\sqrt{R_a R_b C_1 C_2}} \\ \omega_z &= \frac{1}{\sqrt{R_b R_c C_1 C_z}} \end{aligned} \quad (2-23)$$

根据式子(2-23)可以确定增益带宽调节的方案。电阻 R_a 、 R_b 的阵列实现极点频率的改变，为了保证滤波器的椭圆传递函数性质， R_c 、 R_d 阵列需要随着 R_a 、 R_b 而变。电容 C_1 、 C_2 、 C_z 阵列可以用来实现截止频率的校准和带宽的连续调节。关于带宽的调节，后面的章节中还会有详细的说明。电阻 R_c 的阵列中，每一个电阻又做成二进制分段电阻，用来实现增益的调节。图 2-14 是其中一个双二次结构的具体实现电路。为了便于后面的分析，按照上一小节的零极点分配的原则，各级双二次结构在 4 MHz 带宽下的参数列于表 2-5。

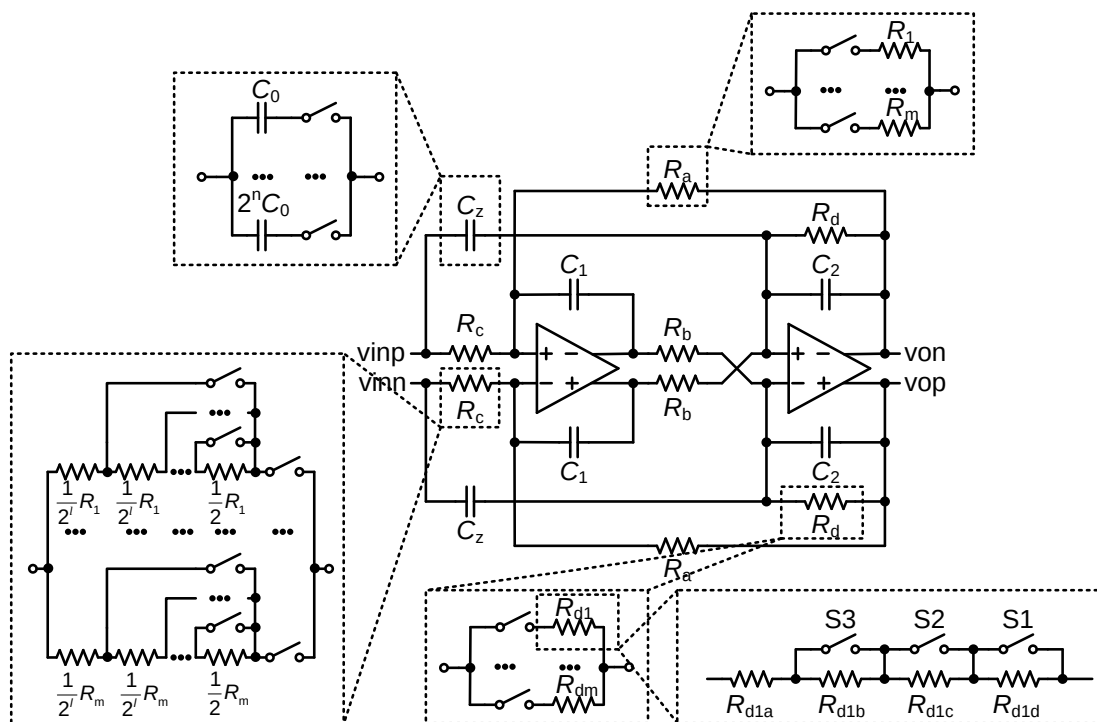


图 2-14 双二次结构可变增益和带宽的实现

表 2-5 4MHz 带宽下滤波器各级参数

Stage	Q	ω_p (rad/s)	ω_z (rad/s)
Biquad1	0.61	13.57×10^6	40.27×10^6
Biquad2	1.45	20.54×10^6	56.11×10^6
Biquad3	5.04	24.63×10^6	1.37×10^8

第三章 线性度和噪声的优化设计

3.1 系统非线性的表征

3.1.1 非线性时不变系统的级联

根据伏尔特拉级数分析方法的原理，一个非线性时不变系统的输入输出可以表示为

$$y(t) = \sum_{n=1}^N H_n[x(t)] \quad (3-1)$$

其中，

$$H_n[x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} \cdots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) x(t-\tau_1) \cdots x(t-\tau_n) d\tau_1 \cdots d\tau_n \quad (3-2)$$

称为 N 阶伏尔特拉算子，其拉普拉斯变换为 $H_n(s_1, \dots, s_n)$ [25]。输入信号在 $H_n(\mathbf{S})$ 的作用下，得到输出 $y_n(t)$ ，总的输出 $y(t)$ 则是所有 $y_n(t)$ 的叠加。可用图 3-1 表示。

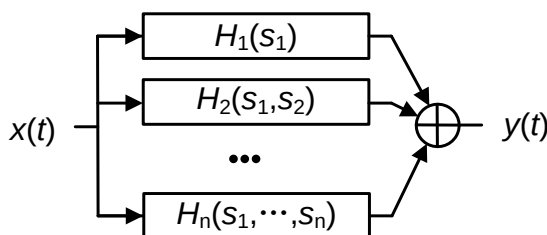


图 3-1 伏尔特拉算子对输入信号的作用

下面来看实际分析中常遇到的级联情况。如图 3-2 所示，其中 $A_n(\mathbf{S})$ 为一个非线性系统的 N 阶伏尔特拉算子， $B_1(s)$ 为一个线性系统冲击响应的拉普拉斯变换。最终的 N 阶伏尔特拉算子可以表示为

$$C_n(s_1, \dots, s_n) = A_n(s_1, \dots, s_n) B_1(s_1) \quad (3-3)$$

或者

$$C_n(s_1, \dots, s_n) = B_1(s_1) \cdots B_1(s_n) A_n(s_1, \dots, s_n) \quad (3-4)$$

图 3-2 的(a)和(b)分别表示了式(3-3)和式(3-4)的描述。

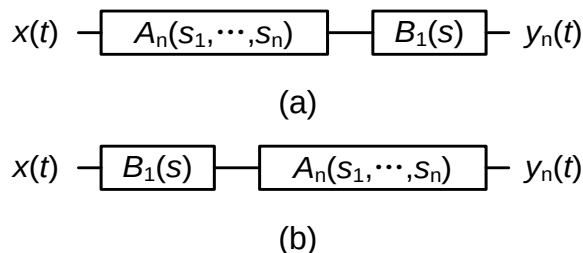


图 3-2 非线性系统和线性系统的级联

3.1.2 三阶交调的伏尔特拉级数表示

考虑一个用伏尔特拉级数描述的非线性系统，则对于一个双音输入信号

$$x(t) = A \cos \omega_1 t + A \cos \omega_2 t = \frac{A}{2} \sum_{k=1}^2 (e^{j\omega_k t} + e^{-j\omega_k t}) \quad (3-5)$$

输出可以表示成

$$y(t) = H_1[x(t)] + H_2[x^2(t)] + H_3[x^3(t)] + \dots \quad (3-6)$$

根据上一小节中 $H_n(\mathbf{S})$ 的定义，可以计算得到输出信号中一阶量和三阶交调量分别为[26]。

$$AH_1(j\omega_1) + AH_2(j\omega_2) \quad (3-7)$$

$$\begin{aligned} & \frac{3}{4} A^3 H_3(j\omega_1, j\omega_1, j\omega_2) + \frac{3}{4} A^3 H_3(j\omega_1, j\omega_1, -j\omega_2) \\ & + \frac{3}{4} A^3 H_3(j\omega_1, j\omega_2, j\omega_2) + \frac{3}{4} A^3 H_3(j\omega_1, -j\omega_2, -j\omega_2) \end{aligned} \quad (3-8)$$

则三阶交调失真(3rd Intermodulation Distortion, IM3)可以表示为

$$IM3 = \frac{3}{4} A^2 \left| \frac{H_3(j\omega_1, j\omega_1, -j\omega_2)}{H_1(j\omega_1)} \right| \quad (3-9)$$

而输入三阶交调点则可以表示成

$$IIP3 = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{H_1(j\omega_1)}{H_3(j\omega_1, j\omega_1, -j\omega_2)} \right|} \quad (3-10)$$

3.2 双二次结构的线性度和噪声

3.2.1 双二次结构的线性度

伏尔特拉级数分析方法需要对含有复杂反馈网络的滤波器电路进行化简。本设计中使用的双二次结构既有反馈环路，又有前馈支路。虽然可以利用信号流图化简的方法将电路结构化简为等效的两个非线性系统的级联形式，进而使用上一节中描述的伏尔特拉级数来分析系统的非线性。但是这样的过程将会使分析计算更加繁杂。基于以上认识，本文试图寻找一种更为方便的方法来对电路的非线性进行分析。[11][12]从另一个角度提供了分析的思路，即不用对电路网络进行化简，直接将反馈网络看成一个整体，通过定义新的传递函数来建立非线性的分析模型，将非线性系统的级联问题转化成非线性系统并联的问题，使问题大大化简。

双二次结构中，除了跨导放大器以外，只有电阻电容组成的电路网络，或者叫做 RC 网络。 RC 网络可以看成是线性时不变的系统。电路中可以认为只有跨导放大器是非线性系统。

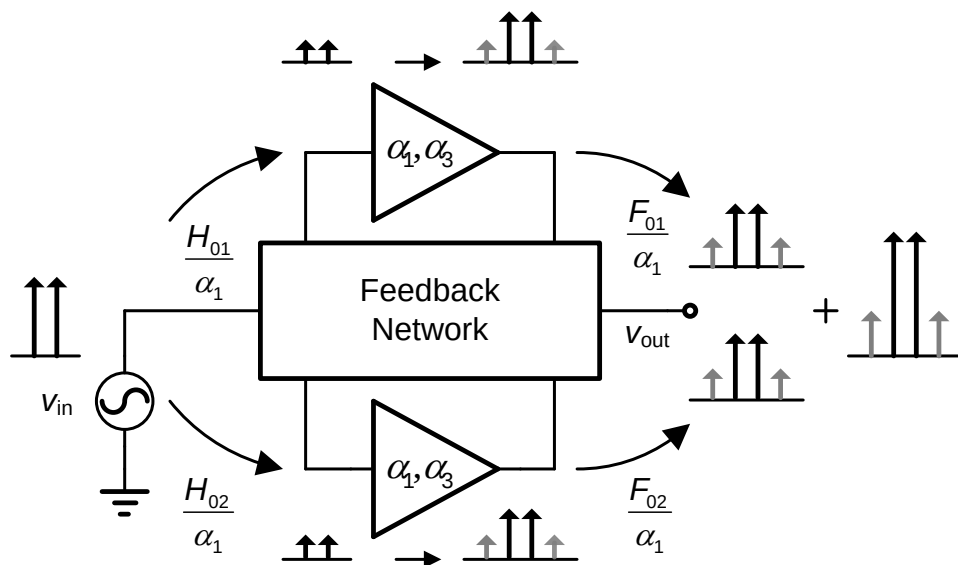


图 3-3 双二次结构非线性分析模型

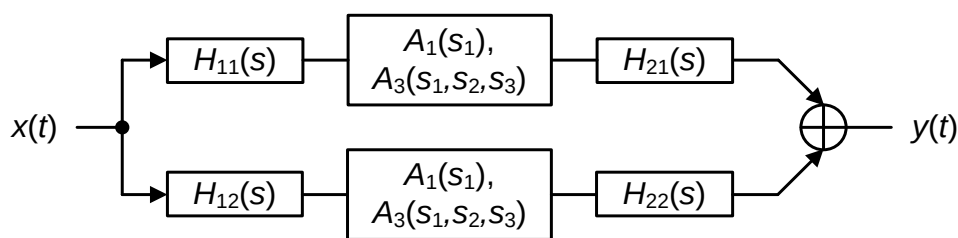


图 3-4 双二次结构等效非线性级联系统

如图 3-3 所示，假设反馈网络中的电阻和电容具有很好的线性度，那么整个电路的非线性将主要来自于电路中的跨导放大器。应该指出，在这里忽略了实际电路实现中电阻电容阵列里开关所引起的非线性。由于全差分运用，可以忽略二阶失真。但输出的二阶失真可以通过反馈网络回到跨导放大器的输入端，再由跨导放大器的非线性产生三阶失真。文献[12]的附录部分对由二阶失真在输出造成的三阶失真做了比较详细的分析。定义 H_0 , F_0 两个传递函数， H_{0j} 表示从双二次结构的输入到第 j 个跨导放大器的输出的传递函数，而 F_{0j} 表示的是从第 j 个跨导放大器的输入到双二次结构的输出的传递函数。整个双二次结构可以用图 3-4 所示的等效级联系统来表示。其中

$$H_{1j} = \frac{H_{0j}}{\alpha_1} \quad (3-11)$$

$$H_{2j} = \frac{F_{0j}}{\alpha_1} \quad (3-12)$$

是 RC 线性网络的传递函数， $A_n(s)$ 为跨导放大器的传递函数。通过对图 3-5 的分析，得到相关的传递函数表达式如下，

$$H_{01}(s) = \frac{v_{01}}{v_{in}} = -H_0 \frac{R_b}{R_d} \frac{1 + sC_2R_d(1 - A_s)}{1 + \frac{s}{\omega_p Q} + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (3-13)$$

$$H_{02}(s) = \frac{v_{02}}{v_{in}} = H(s) = -H_0 \frac{1 + \frac{s^2}{\omega_z^2}}{1 + \frac{s}{\omega_p Q} + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (3-14)$$

$$F_{01}(s) = \frac{v_{02}}{v_{i1}} = (1 + H_0) \frac{1 + s(R_a \parallel R_c)C_1}{1 + \frac{s}{\omega_p Q} + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (3-15)$$

$$F_{02}(s) = \frac{v_{02}}{v_{i2}} = \left(1 + \frac{R_d}{R_b}\right) \left[1 + s(R_b \parallel R_d)(C_2 + C_z)\right] \frac{\frac{s}{\omega_p Q}}{1 + \frac{s}{\omega_p Q} + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (3-16)$$

其中

$$A_s = \lim_{s \rightarrow \infty} H(s) = \frac{\omega_p^2}{\omega_z^2} = \frac{R_c C_z}{R_a C_2} \quad (3-17)$$

表示双二次结构在阻带的衰减。单级的双二次结构一般有 10~20 dB 的衰减，所以 $A_s \ll 1$ 。

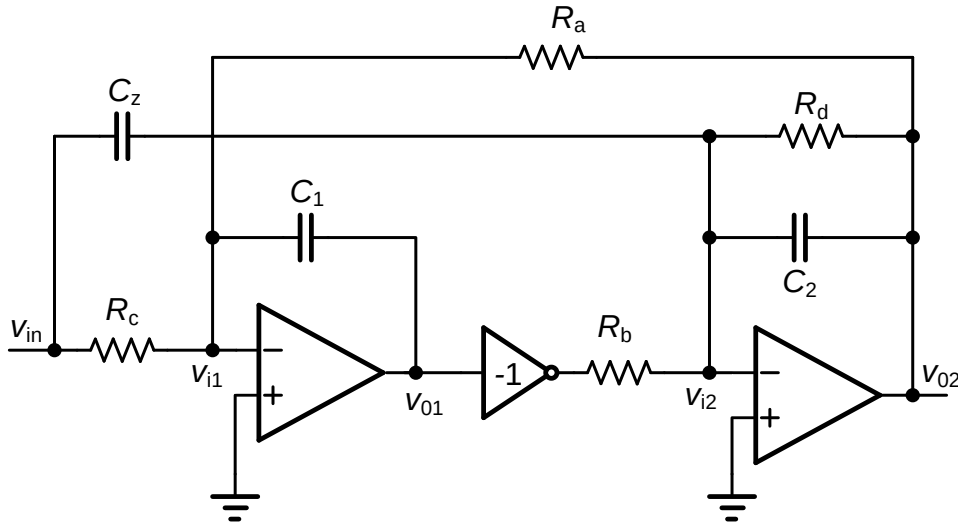


图 3-5 双二次结构小信号半边等效电路图

根据伏特拉级数的原理，由第 j 个跨导放大器在输出产生的三阶交调量为

$$v_{IM3,j} = \frac{3}{4} (AH_{1j}(jf_1))^2 (AH_{1j}(jf_2)) A_3(jf_1, jf_1, -jf_2) H_{2j}(j(2f_1 - f_2)) \quad (3-18)$$

如果不考虑跨导放大器寄生电容的影响, 那么非线性系数可以认为是和频率无关的。则 $A_n(\mathbf{S})=\alpha_n$, 式(3-18)可以改写为

$$v_{IM3,j} = \frac{3}{4} \alpha_3 \left(A \frac{H_{0j}(f_1)}{\alpha_1} \right)^2 \left(A \frac{H_{0j}(f_2)}{\alpha_1} \right) \frac{F_{0j}(2f_1 - f_2)}{\alpha_1} \quad (3-19)$$

$$v_{IM3,j} = \frac{3A^3}{4} \frac{\alpha_3}{\alpha_1^4} H_{0j}^2(f_1) H_{0j}(f_2) F_{0j}(2f_1 - f_2) \quad (3-20)$$

现在来考虑带内线性度, 为了分析的简便, 假设 $\omega \ll \omega_p$, 则

$$v_{IM3,j} = \frac{3A^3}{4} \frac{\alpha_3}{\alpha_1^4} H_{0j}^3(0) F_{0j}(0) = \frac{A^3}{v_{IIP3,OTA}^2} \frac{H_{0j}^3(0) F_{0j}(0)}{\alpha_1^3} \quad (3-21)$$

其中,

$$v_{IIP3,OTA} = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right|} \quad (3-22)$$

是跨导放大器的输入三阶交调电压。如果每个跨导放大器引起的三阶失真认为是不相关的, 则总的由跨导放大器在双二次结构的输出所引起的三阶失真可表示成

$$v_{IM3,tot} = \frac{A^3}{v_{IIP3,OTA}^2} \frac{1}{\alpha_1^3} (H_{01}^3(0) F_{01}(0) + H_{02}^3(0) F_{02}(0)) \quad (3-23)$$

根据输入三阶交调点的定义, 有

$$G_{Biquad} v_{IIP3} = \frac{v_{IIP3}^3}{v_{IIP3,OTA}^2} \frac{1}{\alpha_1^3} (H_{01}^3(0) F_{01}(0) + H_{02}^3(0) F_{02}(0)) \quad (3-24)$$

则

$$\begin{aligned} v_{IIP3} &= \sqrt{\frac{G_{Biquad} v_{IIP3,OTA}^2 \alpha_1^3}{H_{01}^3(0) F_{01}(0) + H_{02}^3(0) F_{02}(0)}} \\ &= v_{IIP3,OTA} \sqrt{\frac{H_0 \alpha_1^3}{H_{01}^3(0) F_{01}(0) + H_{02}^3(0) F_{02}(0)}} \end{aligned} \quad (3-25)$$

根据前面对频率的假设, 化简得到

$$H_{01} \approx -H_0 \frac{R_b}{R_d}, \quad H_{02} \approx -H_0, \quad F_{01} \approx 1 + H_0, \quad F_{02} \approx \left(1 + \frac{R_d}{R_b} \right) Q$$

带入式(3-25), 有

$$v_{IIP3} = \frac{v_{IIP3,OTA}}{H_0} \sqrt{\frac{H_0 \alpha_1^3}{\left(\frac{R_b}{R_d} \right)^3 (1 + H_0) + \frac{R_d}{R_b} Q + Q}} \quad (3-26)$$

滤波器设计的综合过程中, 已经确定了每一级的参数, 如 ω_p , ω_z , Q 等都是常数。所以为了为后面优化 $IIP3$ 提供方便, 我们将电阻值通过以上参数归一化用一

个电阻和电容来表示。这样，将多变量的优化问题化简成为一个含一个参数（电容值）的单变量最优值问题。这里还有一个考虑， C_1 和 C_2 有没有必要取不同的值。从 ω_p 的表达式可以看出， ω_p 一旦确定，意味着 $R_a R_b C_1 C_2 = \text{常数}$ ，假设一个单位电阻 R_u 的面积是 A_r ，单位电容的面积 C_u 的面积是 A_c ， $A_r/A_c=r_1, R_u/C_u=r_2$ ，则电阻电容总的面积是

$$A = \frac{A_c}{C_u} \left[\left(\frac{r_1}{r_2} \right) (R_a + R_b) + C_1 + C_2 \right] \quad (3-27)$$

显然，当

$$\left(\frac{r_1}{r_2} \right) R_a = \left(\frac{r_1}{r_2} \right) R_b = C_1 = C_2 \quad (3-28)$$

满足时，面积能达到最小。所以在后面的分析中，取定 $C_1=C_2=C$ 。则

$$R_b = \frac{1}{R_a \omega_p^2 C^2} \quad (3-29)$$

$$R_d = \frac{Q}{\omega_p C} \quad (3-30)$$

将以上表达式带入式(3-26)，可以得到

$$V_{IIP3} = \frac{V_{IIP3,OTA}}{H_0} \sqrt{\frac{\alpha_1^3}{\left(\frac{1}{Q\omega_p C} \right)^3 \left(\frac{1}{R_a} \right)^3 (1+H_0) + Q^2 \omega_p C R_a + Q}} \quad (3-31)$$

所以

$$\begin{aligned} IIP3_{Biquad} = IIP3_{OTA} + \frac{3}{2} G_{OTA}(\text{dB}) - G_{Biquad}(\text{dB}) \\ - 10 \log \left(\left(\frac{1}{Q\omega_p C} \right)^3 \left(\frac{1}{R_a} \right)^3 (1+G_{Biquad}) + Q^2 \omega_p C R_a + Q \right) \end{aligned} \quad (3-32)$$

双二次结构的 $IIP3$ 与跨导放大器的 $IIP3$ 直接相关，也与 RC 网络参数有关。同时，当双二次结构有增益的时候， $IIP3$ 减小。一个高增益高线性度的跨导放大器对提高整个滤波器的 $IIP3$ 是必要的。在一定功耗的限定下，跨导放大器的增益和线性度的提高都是有限的，为了能进一步优化双二次结构的线性度，对反馈网络参数进行优化是有必要的。反馈网络中电阻电容会成为跨导放大器的负载，所以电阻和电容的取值也会影响到跨导放大器的功耗。所以在选取最优值的同时，也必须折中考虑跨导放大器设计实现需要付出的代价。当

$$R_a = \left(\frac{3+3H_0}{Q} \right)^{\frac{1}{4}} \frac{1}{\omega_p Q C} \quad (3-33)$$

式(3-32)能达到最大值。可以看出, 最优值由双二次结构的参数和取定的 C 决定, 是一个条件极值的最优点。在不同的增益下, 最优值是不同的。 R_a 的变化范围可以达到 1.5 倍。设计中能否选取最优值还取决于其它指标如噪声的限定。如果不能达到, 则需要在设计中折中考虑, 有所取舍。下一节先通过经典的噪声模型分析双二次结构的噪声性能, 再在噪声的限定下来最优化 $IIP3$ 。

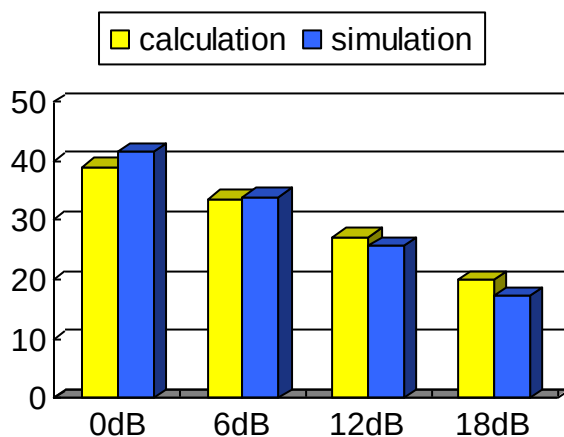
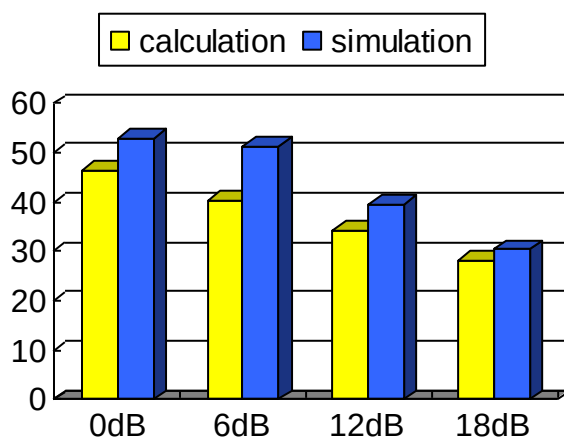
(a) $Q=0.61$ (b) $Q=5.04$

图 3-6 线性度理论计算值和仿真值的比较

为了验证上面模型的准确性, 可以搭建电路通过 Spectre 仿真来比较理论计算值和仿真结果。图 3-6 是在 $Q=0.61$ 和 $Q=5.04$ 时, 双二次结构的线性度理论计算值和实际电路仿真值的比较。低 Q 值时, 在不同增益下, 理论计算值和电路仿真结果的差别在 3 dB 以内。高 Q 值时, 理论计算结果和仿真结果之间的差别在 6 dB 以内。以上验证表明, 文中所采用的计算方法能可以用于设计优化。

3.2.2 双二次结构的噪声

双二次结构中的噪声源主要是跨导放大器的噪声和电阻的噪声[30]。在下面的分析中，忽略了电阻电容阵列中开关所贡献的噪声。图 3-7 是分析双二次结构的噪声模型，经过小信号传递函数计算，可以得到各个噪声源到输出端的传递函数，为了后面说明的方便，将噪声传递函数列于表 3-1 中。

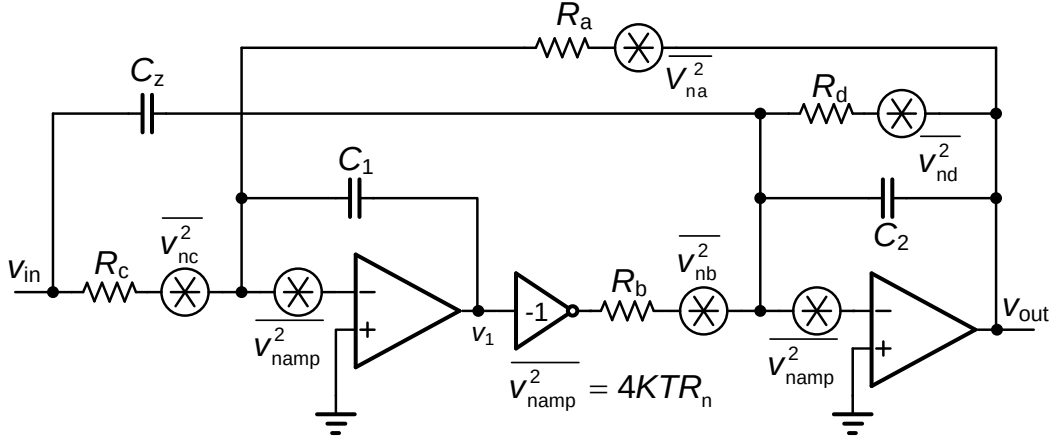


图 3-7 双二次结构噪声分析模型

表 3-1 噪声传递函数

噪声源	噪声传递函数	噪声源	噪声传递函数
R_a	$H_{vna}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p Q} + \frac{s^2}{\omega_p^2}}$	R_b	$H_{vnb}(s) = -\frac{sR_a C_1}{1 + \frac{s}{\omega_p Q} + \frac{s^2}{\omega_p^2}}$
R_c	$H_{vnc}(s) = -H_0 \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p Q} + \frac{s^2}{\omega_p^2}}$	R_d	$H_{vnd}(s) = -\frac{\frac{s}{\omega_p Q}}{1 + \frac{s}{\omega_p Q} + \frac{s^2}{\omega_p^2}}$
V_{namp1}	$H_{vna1}(s) = (1 + H_0) \left(1 + s(R_a \parallel R_c)C_1\right) \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p Q} + \frac{s^2}{\omega_p^2}}$		
V_{namp2}	$H_{vna2} = \left(1 + \frac{R_d}{R_b}\right) \left[1 + S(R_d \parallel R_b)(C_2 + C_z)\right] \frac{\frac{s}{\omega_p Q}}{1 + \frac{s}{\omega_p Q} + \frac{s^2}{\omega_p^2}}$		

考虑带内噪声，则 $\omega \leq \omega_p$ ，仍然取 $C_1 = C_2 = C$ ，表 3-1 中的传递函数可以简化为

$$|H_{vna}| \approx 1, \quad |H_{vnb}| \approx \omega R_a C, \quad |H_{vnc}| \approx H_0, \quad |H_{vnd}| \approx \frac{\omega}{\omega_p Q}$$

$$|H_{va1}| \approx (1+H_0) \sqrt{1 + (\omega(R_a \parallel R_c)C)^2} = (1+H_0) \sqrt{1 + \left(\frac{\omega R_a C}{1+H_0}\right)^2} \approx 1+H_0$$

$$\begin{aligned} |H_{va2}| &\approx (1+Q\omega_p R_a C) \frac{\omega}{\omega_p Q} \sqrt{1 + (\omega(R_d \parallel R_b)(C_2 + C_z))^2} \\ &= (1+Q\omega_p R_a C) \frac{\omega}{\omega_p Q} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p Q} \frac{1}{\omega_p R_a C} \left(1 + \frac{H_0 \omega_p^2}{\omega_z^2}\right)\right)^2} \approx \frac{\omega}{\omega_p Q} (1+Q\omega_p R_a C) \end{aligned}$$

所以双二次结构的输出噪声可以表示成

$$\begin{aligned} \overline{V_{n,out}^2} &= 4kT \left(R_a + R_c H_0^2 + R_b (\omega R_a C)^2 + R_d \left(\frac{\omega}{\omega_p Q} \right)^2 \right) \\ &\quad + 4kTR_n \left((1+H_0)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_p Q} \right)^2 (1+Q\omega_p R_a C)^2 \right) \end{aligned} \quad (3-34)$$

$$\overline{V_{n,out}^2} \approx 4kTR_a \left(2 + H_0 + \frac{1}{Q\omega_p C R_a} \right) + 4kTR_n \left((1+H_0)^2 + \left(\frac{1}{Q} + \omega_p R_a C \right)^2 \right) \quad (3-35)$$

根据定义，噪声系数(Noise Figure)可以表示为

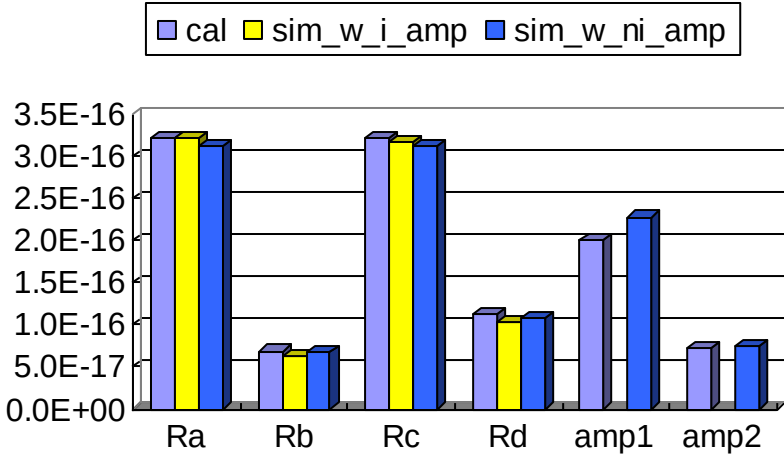
$$\begin{aligned} NF &= 1 + \frac{\overline{V_{n,out}^2}}{4kTR_s A_v^2} \\ &\approx 1 + \frac{R_a}{R_s H_0^2} \left(2 + H_0 + \frac{1}{Q\omega_p C R_a} \right) + \frac{R_n}{R_s H_0^2} \left((1+H_0)^2 + \left(\frac{1}{Q} + \omega_p R_a C \right)^2 \right) \end{aligned} \quad (3-36)$$

从式(3-36)可以得到三点结论：(1)电阻 R_d 的噪声贡献只由滤波器的设计参数和电容 C 决定；(2)电阻 R_c 在高增益模式下贡献的噪声增加；(3)跨导放大器的噪声如果较大，将会成为主要贡献。图 3-8 是增益分别为 0 dB 和 18 dB 时输出噪声的理论计算结果和实际电路仿真结果的对比，图 3-6 和图 3-8 说明线性度和噪声的理论计算都很好的符合了仿真，所得到的解析表达式对电路设计具有很重要的指导意义。

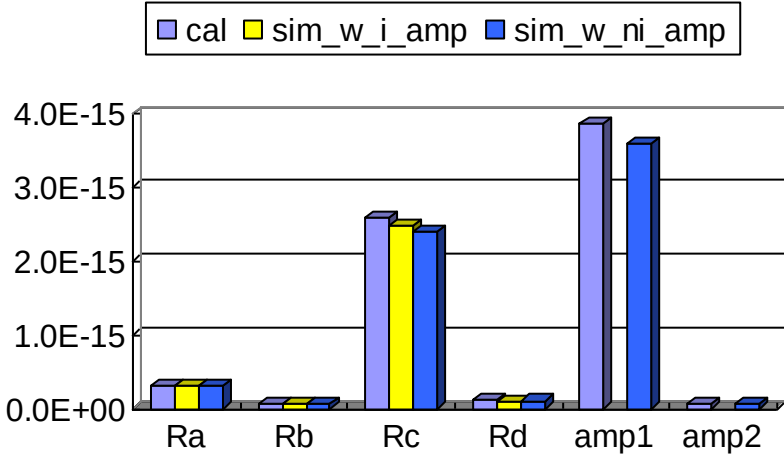
3.2.3 线性度和噪声的优化及参数确定

通过以上对线性度和噪声的分析，本节将具体考虑 NF 和 $IIP3$ 在设计过程中存在怎样的折衷关系。滤波器的设计参数已经在表 2-5 中列出。出于对面积的考虑，这里取 $C=3$ pF 来进行优化。跨导放大器的 $IIP3$ 和增益以及等效输入噪声电压的指标取一个典型值。所有计算需要用到的参数列于表 3-2。

图 3-9 通过计算得到的在 0 dB 和 18 dB 增益下， NF 和 $IIP3$ 在 R_a 变化下的曲线。在所设定的范围内， $IIP3$ 有一个极值点，在极值点左边， $IIP3$ 的变化率较大，而在极值点的右边， $IIP3$ 的变化较平缓。如果将 R_a 的值选择在这一极值点的右边，则即使电阻因为工艺偏差出现较大波动， $IIP3$ 变化也不会太大。但是 R_a 较大时，噪声系数将迅速增加。设计中可以在满足噪声指标的前提下尽可能的增大电阻 R_a 的值。其它电阻则根据之前的关系式进行计算得到。



(a) Gain=0 dB



(b) Gain=18 dB

图 3-8 噪声理论计算值和仿真值的比较

表 3-2 理论计算参数值

$IIP3/V_{IIP3}$ dBm/mV	G_{OTA} dB	v_n V/ $\sqrt{Hz}$	R_n Kohm	Q	ω_p rad/s
-34/6.325	60	7.5n	3.4	0.61	13.57×10^6

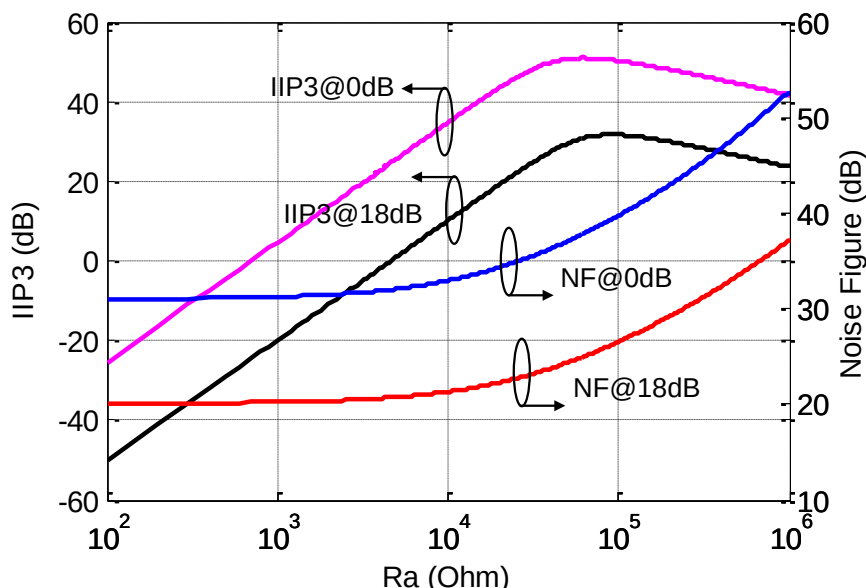


图 3-9 双二次结构的线性度和噪声

3.3 不同带宽下的线性度和噪声

为了满足对不同协议里信号带宽的要求，多标准电视调谐器中的信道选择滤波器的截止频率需要设计成可调的。频率的调节一般是通过改变电阻或者电容的值来实现。电阻阵列的缺点是只能实现离散的调节，从一个带宽到另一个带宽。而电容阵列可以实现连续的调节，调节的步长取决于阵列中单位电容的大小。缺点是如果实现较大的频率调节范围，则电容阵列的面积将会比较大。若是采用二进制阵列，高位开关的尺寸也会比较大，从而引入较大的寄生，降低调节的精度。本设计中在频率调节上采用电阻阵列和电容阵列混合调节的方式来实现大的调节范围和小的调节步长。电阻阵列的切换实现频带的离散调节，而通过改变电容阵列控制字来改变接入电容的大小，实现频带的连续调节。图 3-10 所示为频率调节示意图。电阻阵列中四个电阻分别将带宽调到一个中心频率 f_c 处，然后通过增加或减小电容阵列中单位电容的个数来实现在中心频率 f_c 左右的连续可调。

在带宽变化时，电阻和电容值的变化会造成线性度和噪声特性的改变。下面通过理论分析来确定由于带宽的改变引起的这种变化。对于其中一个特定的中心频率，对应截止频率的最大值和最小值之比

$$\frac{f_{ci,max}}{f_{ci,min}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{R_{ai}R_{bi}C_{min}^2}}}{\sqrt{\frac{1}{R_{ai}R_{bi}C_{max}^2}}} = \frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{C_u 2^{N_c}}{C_u} = 2^{N_c} = r_c \quad (3-37)$$

而两个相邻子带的中间截止频率的比可以表示成

$$\frac{f_{c(i+1)}}{f_{ci}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{R_{a(i+1)}R_{b(i+1)}C^2}}}{\sqrt{\frac{1}{R_{ai}R_{bi}C^2}}} = \sqrt{\left(\frac{R_{ai}}{R_{a(i+1)}}\right)\left(\frac{R_{bi}}{R_{b(i+1)}}\right)} = \sqrt{k_{a,i(i+1)}k_{b,i(i+1)}} = k_{(i+1)i} \quad (3-38)$$

为了保证在最大频率和最小频率之间能实现连续可调, 相邻子带之间的频率应该满足

$$\begin{aligned} f_{i,\max} = f_{i+1,\min} &\Rightarrow \frac{1}{2\pi R_{ai}R_{bi}C_{\min}^2} = \frac{1}{2\pi R_{a(i+1)}R_{b(i+1)}C_{\max}^2} \\ &\Rightarrow k_{a,i(i+1)}k_{b,i(i+1)} = k_{(i+1)i}^2 = r_c^2 \end{aligned}$$

则整个滤波器的频率调节范围可以表示成

$$\begin{aligned} \frac{f_{\max}}{f_{\min}} &= \frac{f_{N,\max}}{f_{1,\min}} = \frac{f_{n,\max}}{f_{cn}} \frac{f_{cn}}{f_{c(n-1)}} \dots \frac{f_{c2}}{f_{c1}} \frac{f_{c1}}{f_{1,\min}} = \frac{1}{2} r_c k_{n(n-1)} \dots k_{21} \frac{1}{2} r_c \\ &= \frac{1}{4} r_c^{2+n-1} = 2^{(n+1)N_c-2} \end{aligned} \quad (3-39)$$

从式(3-39)可以看出, 电容阵列的位数 N_c 和电阻阵列中电阻的个数 n 直接决定了滤波器的带宽调节比。而与具体的电阻阵列中电阻的比值无关。以 f_{cn} 对应的转角频率为参考频率, 标记为 ω_{pt} , 对应的参数都加下标 t 来表示。则

$$\omega_{p,i} = \omega_{pt} \frac{1}{\prod_{j=i}^{n-1} k_{j+1,j}} \quad (3-40)$$

$$R_{a,i} = R_{at} \prod_{j=i}^{n-1} k_{a,j(j+1)} \quad (3-41)$$

带入式(3-32)和式(3-36)可以得到某一带宽下的 $IIP3$ 和 NF , 分别是

$$\begin{aligned} IIP3_i &= IIP3_{OTA} + \frac{3}{2} G_{OTA}(\text{dB}) - G_{Biquad}(\text{dB}) \\ &= -10 \log \left(\left(\frac{1}{Q\omega_{p,i}R_{a,i}C} \right)^3 (1 + G_{Biquad}) + Q^2\omega_{p,i}R_{a,i}C + Q \right) \end{aligned} \quad (3-42)$$

$$NF \approx 1 + \frac{R_{a,i}}{R_s H_0^2} \left(2 + H_0 + \frac{1}{Q\omega_{p,i}CR_{a,i}} \right) + \frac{R_n}{R_s H_0^2} \left((1 + H_0)^2 + \left(\frac{1}{Q} + \omega_{p,i}R_{a,i}C \right)^2 \right) \quad (3-43)$$

其中

$$\omega_{p,i}R_{a,i} = \omega_{pt}R_{at} \frac{\prod_{j=i}^{n-1} k_{a,j(j+1)}}{\prod_{j=i}^{n-1} k_{j+1,j}} = \omega_{pt}R_{at} \sqrt{\frac{\prod_{j=i}^{n-1} k_{a,j(j+1)}}{\prod_{j=i}^{n-1} k_{b,j(j+1)}}} \quad (3-44)$$

如果保证

$$\prod_{j=1}^{n-1} k_{a,j(j+1)} = \prod_{j=1}^{n-1} k_{b,j(j+1)} \quad (3-45)$$

则在通过电阻阵列切换带宽后, $IIP3$ 可以保持恒定。而 NF 会由于电阻的增大而增加, 但是带宽的减小使得总的积分噪声不会变。为了设计的方便, 可以取

$$k_{a,i(i+1)} = k_{b,i(i+1)} = k_{(i+1)i} = r_c \quad (3-46)$$

当带宽的调节靠电容阵列中的电容来调节的时候, 电容的改变会引起 $IIP3$ 和 NF 的改变。在式(3-42)中参数取典型值的情况下, $IIP3$ 是电容 C 的减函数, C 越大, $IIP3$ 越小。同样, 当频率调节发生在通过改变电容阵列的电容值时, NF 也会变化。总的积分噪声随着电容的增大而减小。所以为了保证不同带宽下 NF 和 $IIP3$ 不会恶化整个接收机的性能, 设计时需在最小电容和最大电容值的情况下来仿真验证。

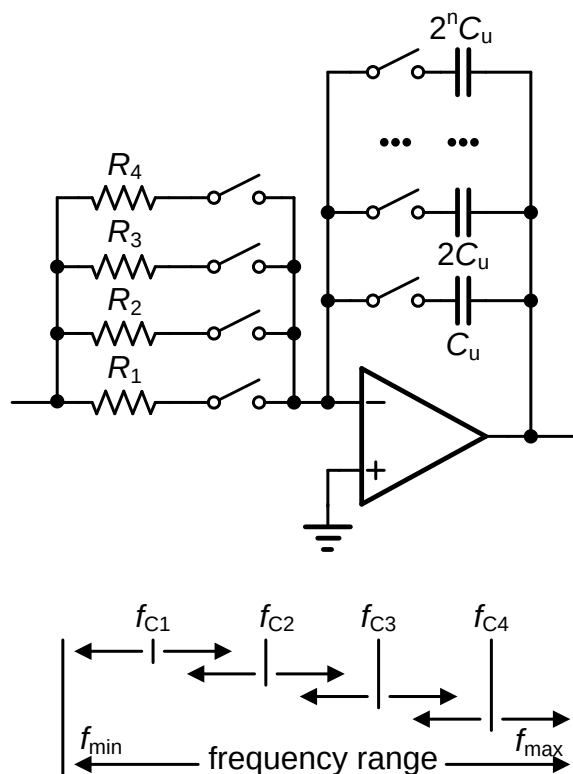


图 3-10 滤波器带宽的连续调节

第四章 非理想特性

4.1 前言

滤波器中除了电阻电容这两种无源器件外，还用到两种有源元件，一是搭建积分器的跨导放大器，一个是电阻电容阵列中起开关作用的金属氧化物半导体场效应晶体管(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor, MOSFET)。如前所述，电阻贡献噪声，高频时电阻电容可能还会引起很小的非线性失真。作开关用的 MOS 管也会进一步的贡献噪声并引入非线性失真。但整个电路的非理想效应还是主要由跨导放大器决定，比如双二次结构增益的误差、 Q 值的恶化等都与跨导放大器有限的增益带宽乘积(Gain Bandwidth Product, GBW)有关，而前面的分析已经确定，跨导放大器的增益、线性度和噪声性能对整个滤波器的相关性能产生直接的影响。鉴于此，对含非理想跨导放大器模型的非理想双二次结构模型的分析显得很有必要。本节从非理想积分器的模型开始，进一步分析非理想的双二次结构模型，从而从电路设计上来解决这些问题。最后一个小节从线性度优化的角度讨论了跨导放大器的设计细节。

4.2 非理想效应

4.2.1 非理想积分器模型

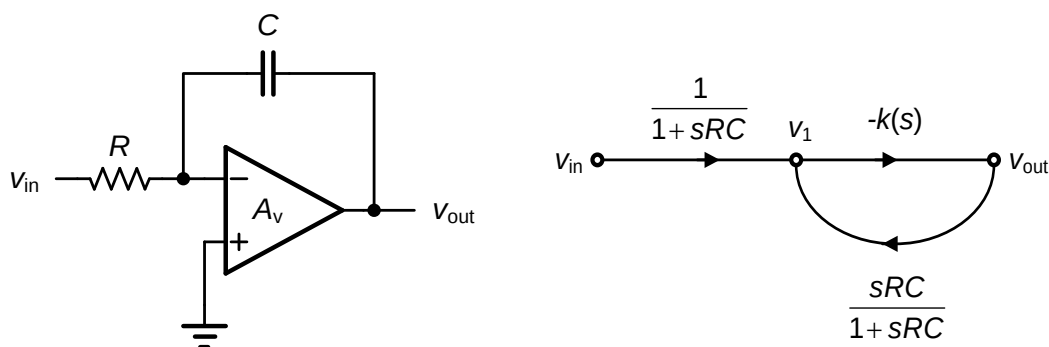


图 4-1 理想积分器及其信号流图

积分器电路如图 4-1 所示，其中 $k(s)$ 为跨导放大器的增益。由信号流图可以得到积分器的传递函数如下

$$H(s) = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1}{1+sRC} \frac{-k(s)}{1+k \frac{sRC}{1+sRC}} = -\frac{k(s)}{1+[1+k(s)]sRC} \quad (4-1)$$

当 $k(s) \rightarrow \infty$ 时

$$H(s) = -\frac{1}{s\tau} \quad (4-2)$$

其中 $\tau=RC$ ，为积分器的时间常数。

非理想积分器中，需要考虑跨导放大器的有限增益带宽乘积[27]，考虑一个两级的跨导放大器，其增益表达式为

$$k(s) = -\frac{k}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right)\left(1 + \frac{s}{p_2}\right)} \quad (4-3)$$

p_1 和 p_2 分别为跨导放大器的主极点和次极点。考虑 GBW 内的频率，有 $p_1 \ll s \ll p_2$ ，则 $s/p_1 \gg 1, s/p_2 \ll 1$ ，那么

$$k(s) = -\frac{k}{\frac{s}{p_1}} = -\frac{\omega_t}{s} \quad (4-4)$$

ω_t 代表 GBW 处对应的频率。将这一跨导放大器模型带入积分器的信号流图，得到非理想积分器的信号流图，如图 4-2 所示。

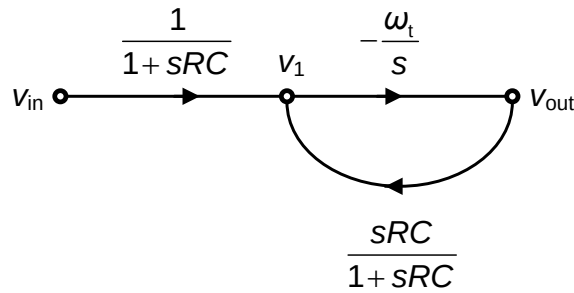


图 4-2 非理想积分器信号流图

于是得到非理想积分器的传递函数并化简如下

$$H(s) = -\frac{1}{\tau s} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_t} + \frac{1}{\omega_t \tau}} \xrightarrow{\omega_t \gg \frac{1}{\tau}} H(j\omega) \approx -\frac{1}{j\omega \tau - \frac{\tau \omega^2}{\omega_t}} = -\frac{1}{j\omega \tau + q} \quad (4-5)$$

其中，

$$q = -\frac{\omega^2 \tau}{\omega_t} \approx -\frac{\omega \tau}{|k(j\omega)|} \quad (4-6)$$

一般滤波器截止频率 ω_p 和积分器的时间常数 τ 的倒数是同一量级，所以 $\omega_p \tau \approx 1$ ，则在滤波器的通带内，有

$$|q| \approx \left| \frac{1}{|k(j\omega)|} \right| \ll 1 \quad (4-7)$$

定义积分器的 Q 值

$$Q = \frac{\omega T}{q} = -\frac{\omega T}{\frac{\omega T}{|k(j\omega)|}} = -|k(j\omega)| \quad (4-8)$$

则 Q 值越高, 非理想积分器的性能越接近理想。所以为了使积分器在高频时还能具有较高的 Q 值, 跨导放大器需要在高频时或者滤波器截止频率处仍然有较高的增益。

4.2.2 非理想双二次结构的传递函数

为了分析非理想的跨导放大器对双二次结构性能的影响, 将上一节中得到的非理想积分器模型带入双二次结构信号流图, 可以得到非理想双二次结构的模型。

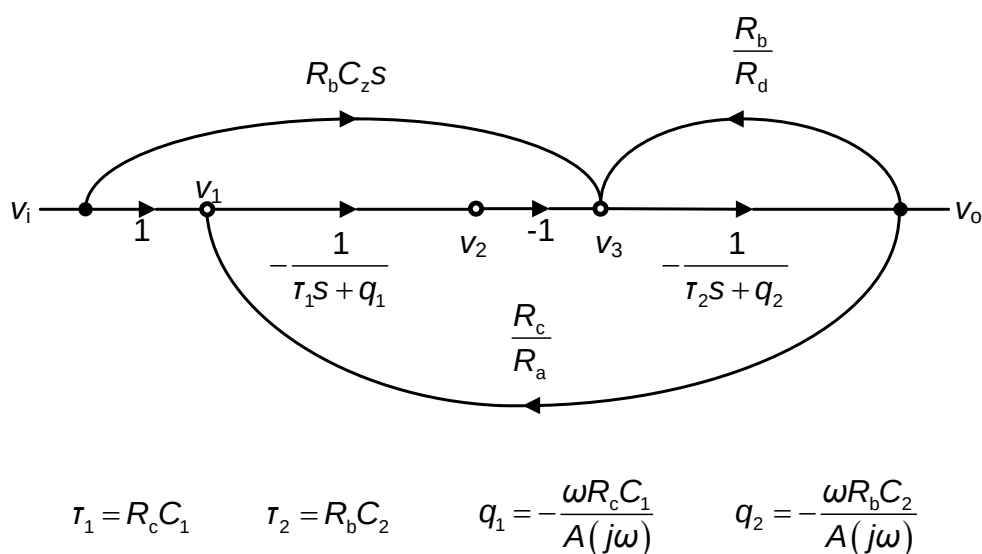


图 4-3 非理想双二次结构信号流图

通过对图 4-3 的分析, 可以得到非理想双二次结构的传递函数

$$H_r(s) = -\frac{R_a R_d}{B} \frac{1 + s q_1 R_b C_z + s^2 R_b C_z \tau_1}{1 + \frac{s(R_a R_b \tau_1 + R_a R_d \tau_1 q_2 + R_a R_d \tau_2 q_1)}{B} + \frac{s^2 R_a R_d \tau_1 \tau_2}{B}} \quad (4-9)$$

其中,

$$B = R_c R_d + R_a R_b q_1 + R_a R_d q_1 q_2$$

下标 r 用来和理想传递函数作区分。非理想传递函数可以表示为

$$H_r(s) = H_{or} \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zr} Q_{zr}} + \frac{s^2}{\omega_{zr}^2}}{1 + \frac{s}{\omega_{pr} Q_r} + \frac{s^2}{\omega_{pr}^2}} \quad (4-10)$$

那么, 非理想双二次结构和理想双二次结构的直流增益比为

$$\begin{aligned}
\frac{H_{0r}}{H_0} &= \frac{\frac{R_a R_d}{B}}{\frac{R_a}{R_c}} = \frac{1}{\frac{B}{R_c R_d}} = \frac{1}{1 + \frac{R_a R_b}{R_c R_d} q_1 + \frac{R_a}{R_c} q_1 q_2} \\
&= \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega_p Q} \frac{q_1}{\tau_1} + H_0 q_1 q_2} = \frac{1}{1 - \frac{\omega}{\omega_p Q A(j\omega)} + H_0 q_1 q_2} \approx \frac{1}{1 - \frac{\omega}{\omega_p Q A(j\omega)}}
\end{aligned} \quad (4-11)$$

从式(4-11)可以看出, 滤波器的工作频率越高, 对跨导放大器的增益要求就越高。否则, 由于跨导放大器增益所引起的滤波器增益误差就会比较大。假设希望跨导放大器在滤波器截止频率处所引起的增益误差小于 1%, 则

$$\left| \frac{1}{1 - \frac{1}{QA(j\omega_p)}} - 1 \right| \leq 0.01 \Rightarrow A(j\omega_p) \geq \frac{101}{Q} \quad (4-12)$$

一般情况下 $Q > 0.5$ 。若 Q 等于 1, 滤波器截止频率为 4 MHz, 则跨导放大器的增益在 4 MHz 处需要达到 40 dB, 而跨导放大器的 GBW 要求达到 400 MHz。

非理想双二次结构和理想双二次结构的截止频率比可以表示为

$$\frac{\omega_{pr}^2}{\omega_p^2} = \frac{\frac{B}{R_a R_d \tau_1 \tau_2}}{\frac{R_c}{R_a \tau_1 \tau_2}} = \frac{B}{R_c R_d} = 1 + \frac{R_a R_b}{R_c R_d} q_1 + \frac{R_a}{R_c} q_1 q_2 = 1 - \frac{\omega}{\omega_p Q A(j\omega)} + H_0 q_1 q_2 \quad (4-13)$$

则

$$\begin{aligned}
\frac{\omega_{pr}}{\omega_p} &= \sqrt{1 - \frac{\omega}{\omega_p Q A(j\omega)} + H_0 q_1 q_2} \approx 1 - \frac{\omega}{2\omega_p Q A(j\omega)} + \frac{1}{2} H_0 q_1 q_2 \\
&\approx 1 - \frac{\omega}{2\omega_p Q A(j\omega)}
\end{aligned} \quad (4-14)$$

可以看出由于跨导放大器的有限增益带宽乘积所造成的截止频率的误差比直流增益误差小。同样的, 实际的 Q 值可以通过表示为

$$\begin{aligned}
Q_r &= \frac{B}{(R_a R_b \tau_1 + R_a R_d \tau_1 q_2 + R_a R_d \tau_2 q_1) \omega_{pr}} \\
&= \frac{\omega_{pr}}{\omega_p^2 \frac{R_a R_b}{R_c R_d} \left(\frac{R_a R_b}{R_c R_d} \tau_1 + \frac{R_a R_d}{R_c R_d} (\tau_1 q_2 + \tau_2 q_1) \right)} \\
&= \frac{\omega_{pr}}{\omega_p^2 \left(\frac{1}{\omega_p Q} + H_0 (\tau_1 q_2 + \tau_2 q_1) \right)}
\end{aligned} \quad (4-15)$$

上式可以写为

$$\begin{aligned}\frac{Q_r}{Q} &= \frac{1}{\frac{\omega_p}{\omega_{pr}}(1+H_0Q\omega_p(\tau_1q_2+\tau_2q_1))} = \frac{1}{\frac{\omega_p}{\omega_{pr}}\left(1+H_0Q\omega_p\tau_1\tau_2\left(\frac{q_1}{\tau_1}+\frac{q_2}{\tau_2}\right)\right)} \\ &= \frac{1}{\frac{\omega_p}{\omega_{pr}}\left(1-2H_0Q\omega_p\tau_1\tau_2\frac{\omega}{A(j\omega)}\right)}\end{aligned}\quad (4-16)$$

按照之前的假设, $\omega_p\tau\approx 1$, 则由跨导放大器有限增益带宽所引起的 Q 值的恶化可以近似表示为

$$\frac{Q_r}{Q} \approx \frac{1}{\left(1-2H_0Q\frac{\omega}{\omega_pA(j\omega)}\right)}\quad (4-17)$$

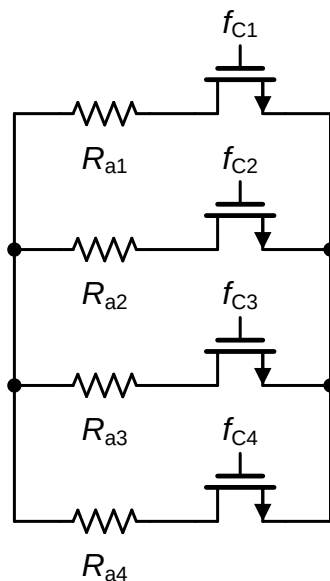
可以看出, 滤波器的设计 Q 值越高, 则由于跨导放大器的有限增益带宽乘积所引入的误差就越大。即 Q 值越高, 对跨导放大器的增益带宽乘积要求越高。双二次结构的增益同样会对跨导放大器的带宽提出更高的要求, 直流增益越高, 对跨导放大器的增益带宽乘积要求越高。比如要求 Q 值的变化小于 2%, 则对于 $Q=0.7$, $H_0=1$, $\omega_p=4$ MHz 而言, 增益带宽乘积需要大于 285 MHz。而对于高增益和高 Q 值的情况 $H_0=8$, $Q=5$, 跨导放大器的增益带宽乘积指标几乎无法实现。于是在后面实现高增益的时候, 需要通过 Q 值调节改变有效 Q 值以减小因其恶化引起的带内纹波。

4.3 电路设计与改进

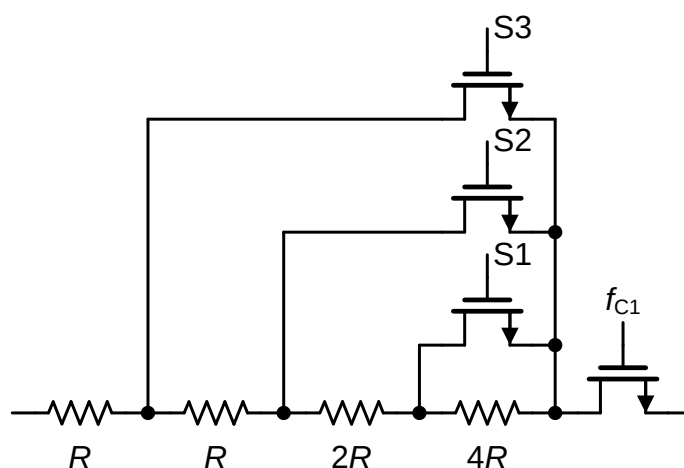
4.3.1 增益误差的减小及有效品质因数的矫正

前一节中对非理想双二次结构的分析中看到, 双二次结构的直流增益和有效 Q 值与跨导放大器的增益和增益带宽乘积有直接的联系。从式(4-11)中可以得到这样的结论, 在 $A(j\omega)$ 足够大的情况下, 双二次结构的直流增益 H_0 可以认为是由电阻的比值决定。因此, 两个电阻阵列之间良好的匹配是减小增益误差的有效办法。图 4-4 是传统的实现 R_c 和 R_a 的阵列, MOS 管起到开关的作用, 用来控制电阻的接入和断开。图中 f_c 是控制频段的选择, S 是控制增益的开关。 R_c 阵列只画出了 f_{c1} 频段部分, 整体的电阻阵列可以参见图 2-14, $R_{a1}=8R$ 。理想情况下, 若 MOS 管导通电阻为零, 则可以得到 0 到 18 dB, 增益步长为 6 dB 的增益变化。但是工作与线性区的 MOS 管存在导通电阻, 该值在过驱动电压 $V_{gs}-V_{th}$ 不变的情况下, 与 MOS 管的宽长比成反比[31]。于是由于 R_c 电阻阵列的不对称性造成了 R_c 和 R_a 匹配上的困难。

考虑这样的例子。当 R_c 的电阻全接入时，为了使增益为 1， R_c 和 R_a 阵列中 f_{c1} 控制的管子尺寸必须取一样大小，以使导通电阻相等。那么，如果打开 $S1$ 控制的 MOS，将 $4R$ 的电阻短路，则此时 R_c 的电阻值为 $4R$ ，但存在两个 MOS 管的寄生，为了与 R_a 阵列匹配，则需要重新调整两个管子的尺寸。所以一种解决方法是将频段选择的管子改为可随增益变化调节宽长比的结构。如图 4-5 所示， R_c 电阻减小的同时，使电路中所导通的管子的尺寸成二进制权重增加，则保证了管子的等效导通电阻也是成二进制权重减小，与 R_a 阵列良好匹配。



(a) R_a 电阻阵列



(b) R_c 电阻阵列中的某一分段电阻

图 4-4 R_a 和 R_c 电阻阵列的传统实现电路

但是这样增加了不少的管子数目，且由于总的尺寸不小，将会占用不小的面积。从对称性上考虑，如图 4-6，可以通过增加一个 MOS 管来达到匹配的目的。

经过合理的取值,使得 MOS 管导通电阻也按二进制权重变化,保证了 0~18 dB 的增益精度和 6 dB 增益步长的均匀性。方案二中只增加了一个 MOS 管,从尺寸面积角度考虑,优于方案一。

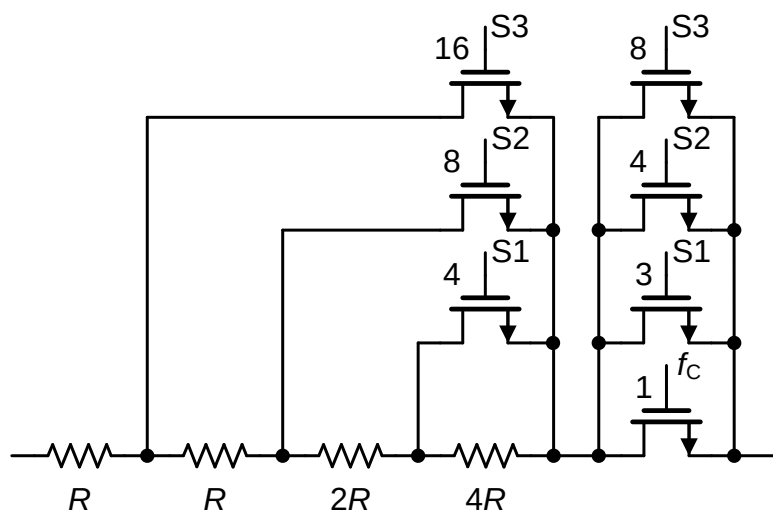


图 4-5 R_c 电阻阵列改进方案一

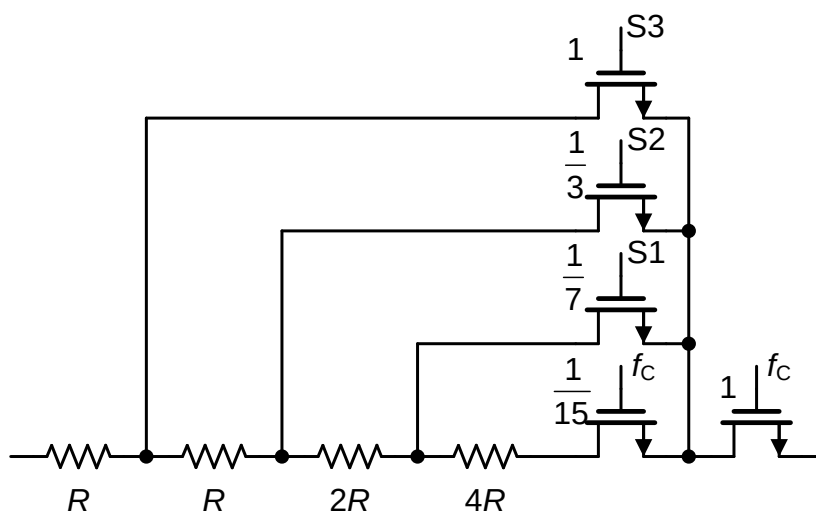


图 4-6 R_c 电阻阵列改进方案二

除了增益误差, Q 值恶化也是设计中不得不考虑的问题。从式(4-17)可以看出, 由于跨导放大器有限增益带宽的限制, 在高增益和高 Q 值的情况下, 有效 Q 值将会增加, 这种现象称为 Q 值的恶化。当 $\omega = \omega_p$ 时, 有 $H(\omega_p) = Q$ 。所以 Q 值的恶化在频域上将会造成更大的纹波。更严重的是, 每一级转角频率和 Q 值的偏移, 将会对总的级联的传递函数的截止频率、带内纹波产生影响。为了解决 Q 值恶化的问题, 很早之前就已经提出了 Q 值调节的办法, 文献[32]也提出了一种有效且精确的办法。但是需要增加辅助滤波器以实现 Q 值的检测, 精确的 Q 值调节需要付出较大的代价, 从式(2-23)可以看出, C_1 和 C_2 相等的情况下, Q 值由电阻的

比值决定，对于片上实现来说，虽然单个电阻的绝对值偏差可以高达 15%~20%，但是，两个同类型同尺寸的电阻匹配度可以达到千分之一甚至更高，而同一颗芯片内部的工艺偏差一致性也高达 99%以上。所以设计时可以让跨导放大器满足高 Q 值低增益下的增益带宽乘积要求，而高增益模式下，可以通过减小 Q 值电阻来减小 Q 值，从而来抵消由于有限增益带宽引起的 Q 值的恶化，使有效 Q 值和理论值相当。为了实现这样的调节， Q 值电阻阵列中，将电阻分段，如图 2-14 所示。根据增益控制不同，接入其中一段或者几段电阻，达到 Q 值的调节。 Q 值电阻的调节控制字直接来源于增益控制码，省掉了额外的译码电路。

4.3.2 跨导放大器线性度模型及设计

前面的分析已经指出，高增益的跨导放大器不仅有利于减小双二次结构的增益误差和 Q 值的恶化，对提高双二次结构的线性度也是有利的。同时，整个通带内的增益误差和 Q 值误差的要求使得跨导放大器需要具有较高的增益带宽乘积。从第三章对双二次结构线性度的分析中可以看出，为了进一步提高滤波器的线性度，跨导放大器也需要同时具有较高的线性度。跨导放大器的噪声也是双二次结构输出噪声的主要贡献者，尤其是当双二次结构处于高增益模式时。综上，高增益，高带宽，高线性度，低噪声在跨导放大器的设计中成为首要满足的设计指标。根据前面的分析和实际应用的需要，跨导放大器的设计指标列于表 4-1 中。

表 4-1 跨导放大器的设计指标

Current Supply	<580uA
Gain	>40dB@4MHz
GBW	400MHz
SR	>22MV/s
Input Noise	<100nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

跨导放大器的结构有两种选择方案，一是两级密勒补偿型 (Miller Compensation) 跨导放大器，另外一种 是前馈零点补偿型(Feed Forward Zero Compensation) 跨导放大器[33]。要实现几百兆的增益带宽乘积，密勒补偿跨导放大器需要很大的功耗。图 4-7 是两种不同结构的跨导放大器在相同增益和增益带宽乘积时的频率响应仿真结果。如图所示，在实现相同增益和增益带宽乘积时，密勒跨导放大器比前馈零点补偿型跨导放大器多了近一倍的功耗。

虽然通过电流复用技术可以进一步减小前馈零点补偿型跨导放大器的功耗 [34]，但是需要增加共模反馈电路来稳定共模点。在带宽较大的情况下，功耗的

节省是有限的。值得一提的是, [34]通过仿真, 说明了前馈零点补偿型跨导放大器比密勒补偿型跨导放大器具有更高的线性度。本设计中, 通过局部共模反馈来提供共模偏置, 由于不需要密勒补偿电容, 减小了整个滤波器的面积。前馈零点补偿型跨导放大器的电路图如图 4-9。

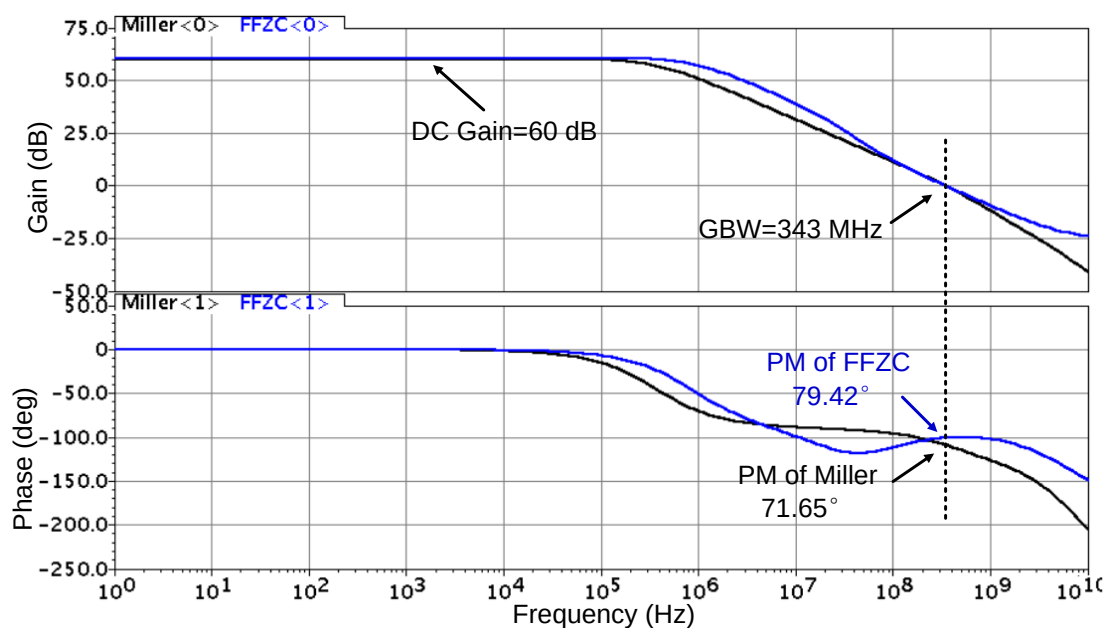


图 4-7 两种跨导放大器的频率响应

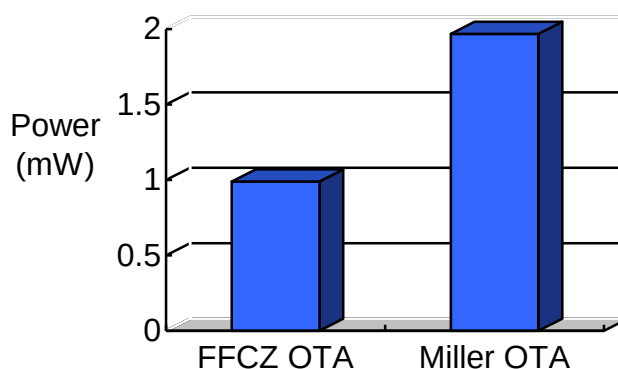


图 4-8 两种跨导放大器的功耗比较

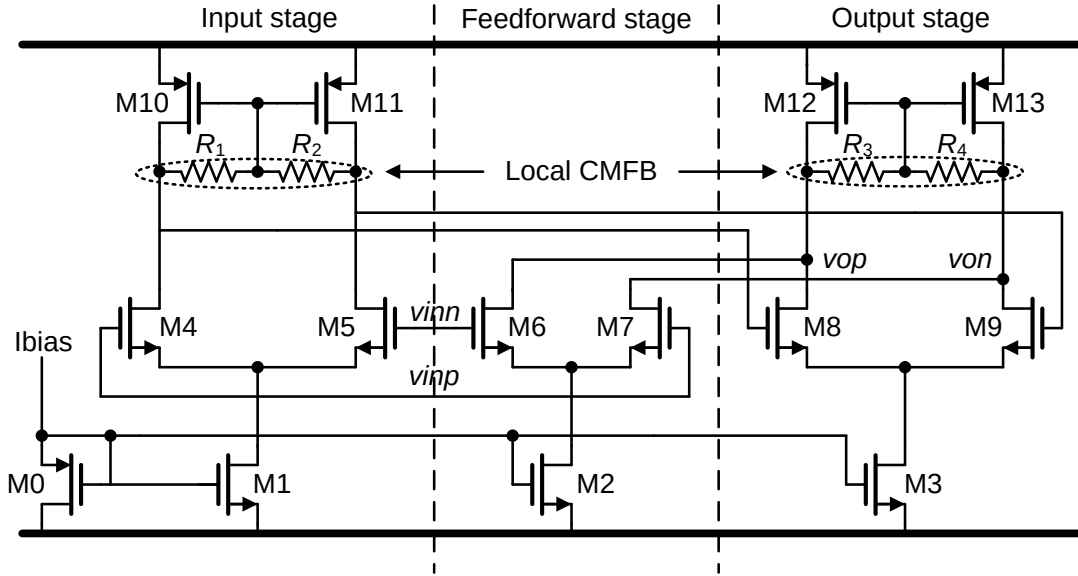


图 4-9 前馈零点补偿型跨导放大器电路原理图

对跨导放大器线性度的优化离不开对非线性失真的分析，下面仍然借用伏尔特拉级数分析方法来分析前馈零点补偿型跨导放大器的非线性特性，从而找到优化跨导放大器 $IIP3$ 的方法。

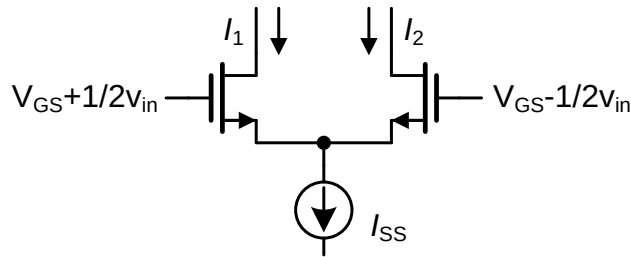


图 4-10 差分跨导单元

图 4-10 是一个差分跨导单元。容易写出差分电流 i_d 与偏置电压 V_{GS} 和输入信号 v_{in} 的关系

$$\begin{aligned}
 i_d = I_1 - I_2 &= \frac{k(V_{GS1} - V_{TH})^2}{1 + \theta(V_{GS1} - V_{TH})} - \frac{k(V_{GS2} - V_{TH})^2}{1 + \theta(V_{GS2} - V_{TH})} \\
 &= \frac{k\left(V_{OV} + \frac{v_{in}}{2}\right)^2}{1 + \theta\left(V_{OV} + \frac{v_{in}}{2}\right)} - \frac{k\left(V_{OV} - \frac{v_{in}}{2}\right)^2}{1 + \theta\left(V_{OV} - \frac{v_{in}}{2}\right)} \quad (4-18)
 \end{aligned}$$

将式(4-18)泰勒展开，得

$$i_d \approx \frac{kV_{OV}(2 + \theta V_{OV})}{1 + \theta V_{OV}} v_{in} - \frac{1}{4} \frac{k\theta}{(1 + \theta V_{OV})^4} v_{in}^3 = g_{m1} v_{in} - g_{m3} v_{in}^3 \quad (4-19)$$

其中, g_{m1} 是一阶跨导, g_{m3} 是三阶等效跨导。于是, 跨导放大器的非线性分析模型可以用图 4-11 表示。

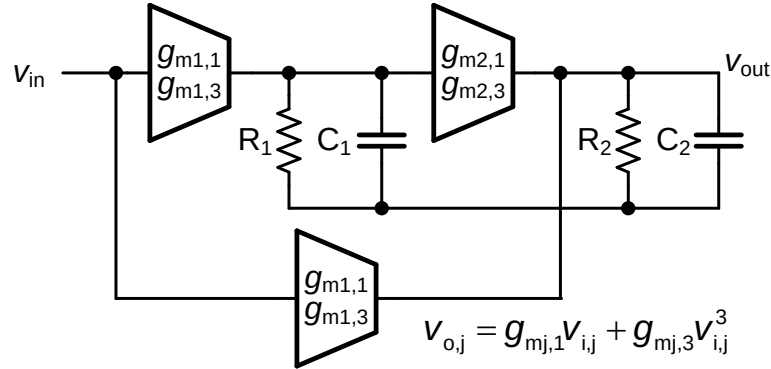


图 4-11 前馈零点补偿型跨导放大器的非线性模型

则根据非线性系统级联的原理, 可以得到输入和输出的关系

$$V_{out} \approx G_{eff,1} \frac{\left(1 + \frac{s}{z_1}\right)}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right)\left(1 + \frac{s}{p_2}\right)} V_{in} - G_{eff,3} \frac{\left(1 + \frac{s}{z_2}\right)}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right)\left(1 + \frac{s}{p_2}\right)} V_{in}^3 \quad (4-20)$$

其中, $G_{eff,1} = (g_{m1,1}g_{m2,1}R_1 + g_{m3,1})R_2$ 是跨导放大器的线性增益, $G_{eff,3} = (g_{m1,3}g_{m2,1}R_1 + g_{m1,1}g_{m2,3}R_1 + g_{m3,3})R_2$ 是三阶等效增益, $p_1 = 1/R_1C_1$, $p_2 = 1/R_2C_2$, $z_1 = p_1(1 + g_{m1,1}g_{m2,1}R_1/g_{m3,1})$, $z_2 = p_1(1 + (g_{m1,3}g_{m2,1}R_1 + g_{m1,1}g_{m2,3}R_1)/g_{m3,3})$, 是对应的零极点。则跨导放大器的输入三阶交调电压为

$$V_{IIP3,OTA} \approx \sqrt{\frac{4 G_{eff,1}}{3 G_{eff,3}}} = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{g_{m1,1}g_{m2,1}R_1 + g_{m3,1}}{g_{m1,3}g_{m2,1}R_1 + g_{m1,1}g_{m2,3}R_1 + g_{m3,3}}} \quad (4-21)$$

从稳定性考虑, p_1 设计为主极点, p_2 为次极点, z_1 是左半平面的零点, 对相位起到补偿作用。 z_1 和 p_2 可以看成以一对零极点对。一般 $p_2 \gg p_1$, z_1 和 p_2 靠得较近。所以可以设

$$g_{m1,1}g_{m2,1}R_1 + g_{m3,1} = \xi g_{m3,1} \quad (4-22)$$

则 $z_1 = \xi p_1$ 其中, $\xi > 1$ 。式(4-21)可以表示成

$$V_{IIP3,OTA} = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{1}{\left(\frac{g_{m1,3}}{g_{m1,1}}\right)\left(\frac{\xi-1}{\xi}\right) + g_{m1,1}^2 \left(\frac{g_{m2,3}}{g_{m2,1}}\right)\left(\frac{\xi-1}{\xi}\right) + \frac{1}{\xi} \left(\frac{g_{m3,3}}{g_{m3,1}}\right)}} \quad (4-23)$$

式(4-23)中, 存在一种极端情况, 即当 $\xi=1$ 时, 由 g_{m1} 和 g_{m2} 的非线性失真将不会产生影响。但这时也意味着 $z_1=p_1$, 即零点补偿的不是次极点, 而是主极点。这将消耗无穷大的功耗使得 g_{m3} 无穷大。不过在不超过功耗限制的情况下, 增大 g_{m3} 对于减小 g_{m1} 和 g_{m2} 的非线性贡献是有利的。

从式(4-23)还得出三点结论：(1) 如果非主极点 p_2 离主极点 p_1 足够远，那么零点补偿 p_2 可以达到功耗的优化。这时由于 ξ 较大，对非线性的贡献主要来自于主放大通路的第一级；(2)第二级的非线性贡献和跨导放大器的增益之间存在设计上的折中；(3)如果 p_1 和 p_2 不是很远，那么将零点设计在两个极点之间，在功耗和非线性失真之间折中是比较合理的设计，但这会因为 g_{m3} 较大而增加前馈级的非线性贡献。

滤波器设计中，由于零点电容 C_z 的存在，跨导放大器的负载会在高增益时存在较大的电容，这就意味着次极点 p_2 会在增益带宽乘积内。综合考虑功耗、稳定性、线性度和增益等指标，设计中采用第三种方案。从前面的分析可以看出

$$\frac{g_{mj,3}}{g_{mj,1}} = \frac{\theta}{4V_{ov}(2+\theta V_{ov})(1+\theta V_{ov})^3} \quad (4-24)$$

所以就单级 g_m 而言，要降低自身产生的非线性失真，一个比较直接的途径就是增大过驱动，使管子工作在强反型状态。同样的，线性度的增加必然降低了 MOS 管的能效比。图 4-12 是前馈补偿型跨导放大器在 30 Kohm 电阻并联上不同电容作为负载时，开环增益和相位的仿真结果。当负载电容为 0.2 pF 时，GBW=918 MHz，而负载电容为 1.5 pF 时，GBW=250 MHz。

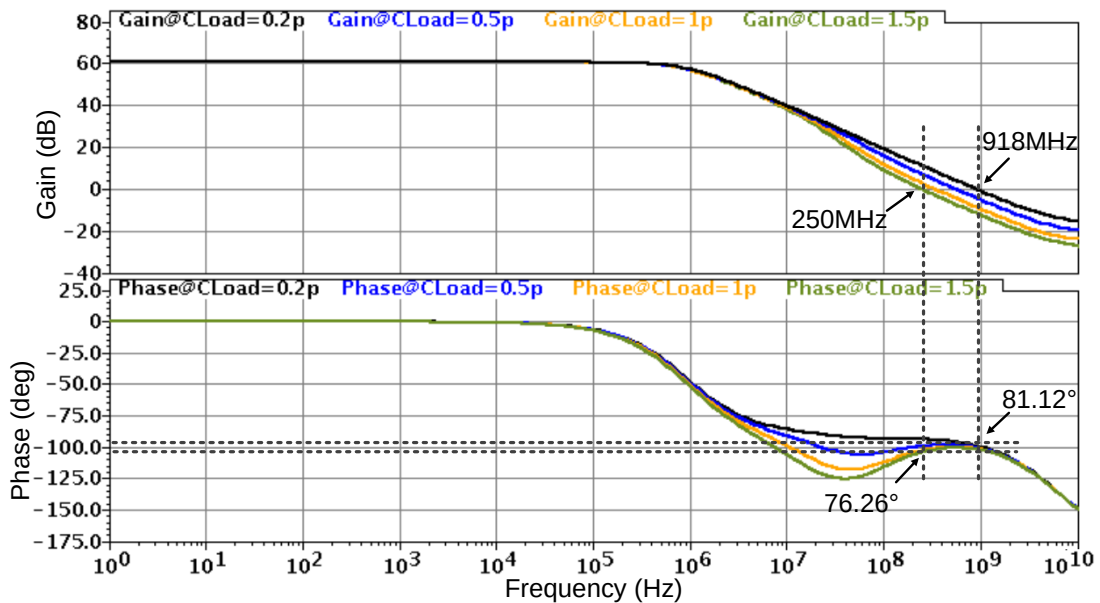


图 4-12 前馈零点补偿型跨导放大器开环频率响应仿真结果

第五章 频率校准与直流消除

5.1 滤波器参数稳定性

为了实现滤波器的功能，同时不恶化滤波器所引入的相位的变化，保持滤波器理想传递函数或者频率响应是必须的。但是由于元器件参数的变化，总会使得滤波器的参数发生改变。前面已经分析了跨导放大器有限增益带宽对截止频率，增益和 Q 值所造成的影响。滤波器的参数对同样对电阻和电容的变化很敏感[35]-[37]。

为了比较不同滤波器对元器件的敏感程度，可以定义滤波器参数的灵敏度。滤波器某一参数对某一元器件参数的灵敏度可以定义为[38]

$$S_x^y = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\frac{\Delta y}{y}}{\frac{\Delta x}{x}} = \frac{x}{y} \frac{\partial y}{\partial x} \quad (5-1)$$

则 Tow-ThamosII 的双二次结构结构的各参数灵敏度可以计算得

$$S_{R_a}^{H_0} = S_{R_d}^Q = 1 \quad (5-2)$$

$$S_{R_c}^{H_0} = -1 \quad (5-3)$$

$$S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (5-4)$$

$$S_{R_a}^{\omega_p} = S_{R_b}^{\omega_p} = S_{C_1}^{\omega_p} = S_{C_2}^{\omega_p} = S_{R_b}^{\omega_z} = S_{R_c}^{\omega_z} = S_{C_1}^{\omega_z} = S_{C_2}^{\omega_z} = S_{R_a}^Q = S_{R_b}^Q = S_{C_1}^Q = -\frac{1}{2} \quad (5-5)$$

所以如果 R_a 和 R_c 是匹配的，偏差也是一样的话，有源器件参数的变化造成的增益误差并不明显。但是任何电阻电容的变化对极点频率和零点频率的改变都是累加的。同样，如果 C_1 和 C_2 是匹配的， Q 值的变化将取决于电阻的匹配。

测试结果表明，片上元器件的失配符合高斯分布，均值为零，标准差与具体的工艺和器件尺寸有关[39]，可以表示为

$$\sigma_{\Delta x} = \frac{A_x}{\sqrt{WL}} \quad (5-6)$$

MIM 电容和 Poly 电阻的相关参数如表 5-1

经过计算和仿真可得失配百分比为千分之一量级。所以单纯由电阻电容造成的 Q 值和增益偏差是比较小的。正如前面的分析所指出的， Q 值的恶化主要是高增益和高带宽下跨导放大器的有限增益引起的，而增益的误差在跨导放大器增益足够大的情况下，取决于两个电阻阵列的匹配程度。相反，截止频率并不是由两个同类型的器件的比值决定，而是由 RC 乘积决定。它的主要偏差来源于工艺制

造过程中参数值的改变，这一变化可以到达 15~30%。由于工作状态和寄生效应，老化等因素而引起的参数改变也会使滤波器参数发生改变。

表 5-1 片上电容和电阻的偏差对比

Device type	Max. Variation	Mismatch
Poly Resistor	10%~25%	0.1%
MIM Capacitor	10%~15%	0.1%

滤波器截止频率的可能存在两种情况，当截止频率由于 RC 乘积的增大而减小的时候，会滤除部分带内的有用信号，造成信号的失真，无法正确解码。反过来，当截止频率由于 RC 乘积的减小而增大时，如果邻道存在强干扰，则会因干扰信号衰减不够而使得后级电路饱和，无法正常工作。图 5-1 分别示意了这两种情况。强干扰因无法衰减到足够小，残留的干扰信号在运放的输入端仍然存在较大的幅度，从而使运放饱和。

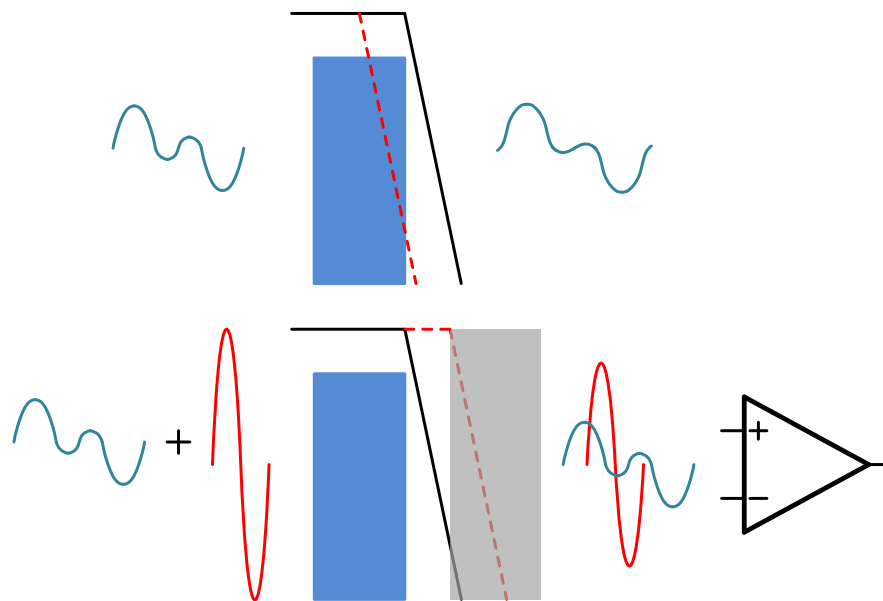


图 5-1 滤波器截止频率偏移造成的影响

5.2 片上频率校准电路回顾

有源 RC 滤波器的截止频率由 RC 乘积决定的事实，使得截止频率需要作校准来克服因工艺，环境，寄生和老化等造成的偏差[35][36]。开关电容滤波器的截止频率是由时钟频率决定，可以通过 PLL 来产生精确频率的时钟，所以开关电容滤波器不需要额外的频率校准电路。

常见的片上自校准电路技术有基于锁相环 PLL[9][10][40]-[42]，开关电容[37][43][44]，UP/DOWN 计数器或 SAR(Successive Approximation Register)逻辑[45]-[47]等。

5.2.1 基于锁相环的校准

该方法的原理是将滤波器的截止频率设计成电压可控的变量，比如用 MOSFET 来实现压控可变电阻，通过相位比较的方式获得控制电压，当 PLL 锁定后，滤波器的频率就与参考频率一样。参与相位比较的输出频率可以是压控滤波器 VCF 的输出，也可以是压控振荡器 VCO 的输出。图 5-2 是实现原理图。

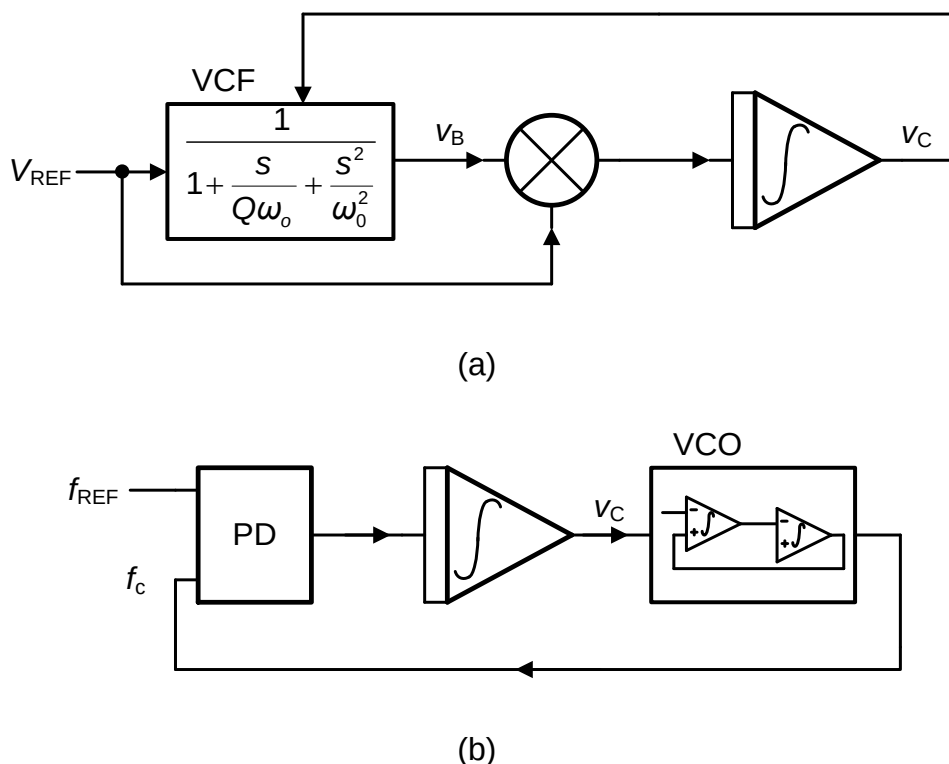


图 5-2 使用 VCF 和 VCO 的锁相环路频率校准电路

图 5-2.a 是 VCF 的实现方式，相位比较可以通过乘法器实现。当滤波器工作在截止频率处时，输入信号正好相移 90 度，理想情况下，乘法器的输出为零。积分器的输出控制电压将不再变化，滤波器的截止频率锁定在参考频率[10][40][41]。

图 5-2.b 是 VCO 的实现方式。VCO 通过两个正反馈连接的积分器实现，这两个积分器与滤波器中的积分器一样。VCO 和滤波器都通过环路滤波器的输出电压来控制。VCO 的振荡频率就是积分器的时间常数的倒数。因此当环路锁定时，VCO 的振荡频率为参考频率，滤波器的截止频率也校准到参考频率。校准的精度取决于滤波器和 VCO 中的积分器的匹配[36]。这种方法存在三个主要的缺点在[9]中有详细的论述。

以上两种方法都是通过相位的比较得到控制电压，从而控制滤波器中压控元件来改变滤波器的截止频率。一般通过控制工作在三极管区的 MOSFET 的过驱动电压，来改变接入滤波器的电阻值。注意到这个控制电压是一个模拟量，对于不用 MOSFET 的滤波器或者使用电容阵列实现频率校准的滤波器就不适用了。

5.2.2 基于开关电容技术的校准

第二种技术是使用开关电容技术，在固定时间内对电容充电，通过比较充电电压来改变 MOSFET 的控制电压以使时间常数与充电时间相等。充电时间由外部参考时钟决定，从而实现截止频率的校准[48]。

5.2.3 基于计数器和数字逻辑的校准

第三种方法是基于计数器或者 SAR 逻辑的方法。控制量已经不再是一个模拟的电压值。计数器取代了积分器，其输入是相位比较产生的脉冲或者电容充电产生的脉冲。计数器的输出作为电阻阵列或者电容阵列的控制字。图 5-3.a 是其中一种的具体实现。图 5-3.b 示意了电路的工作原理。

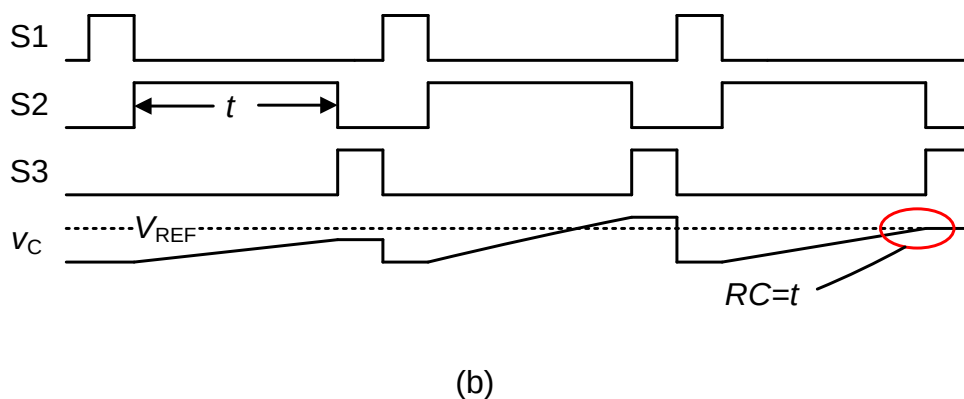
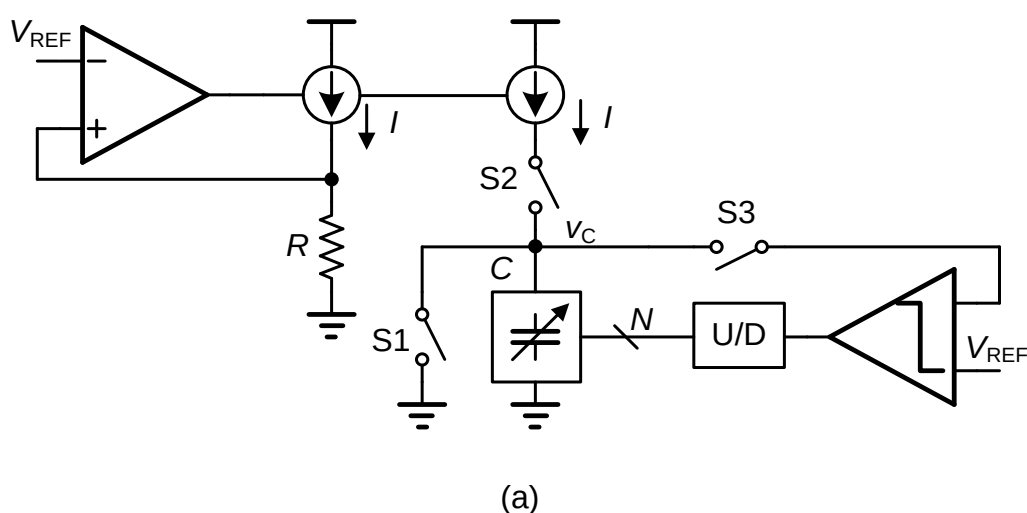


图 5-3 基于计数器的频率校准电路

这种方法的缺点是需要多次比较，才能确定电容的码值。电容或者电阻阵列的比特位数决定了比较的次数。电容阵列或者电阻阵列和滤波器中用的阵列是匹配的，这就意味着滤波器中的电阻或者电容阵列只能是一种。对于含零点的滤波器，这种方法就不适用了。而且将所有的电容或者电阻设计成一样，减小了滤波器设计的自由度，限制了线性度和噪声的优化。

5.3 改进的频率校准方法

5.3.1 电路结构

本设计中采用的是椭圆滤波，且为了对线性度和噪声进行优化，需要解决以上 RC 校准技术中只能校准一种元器件参数的问题来实现对极点电容和零点电容的校准。图 5-4 是改进的 RC 校准电路。

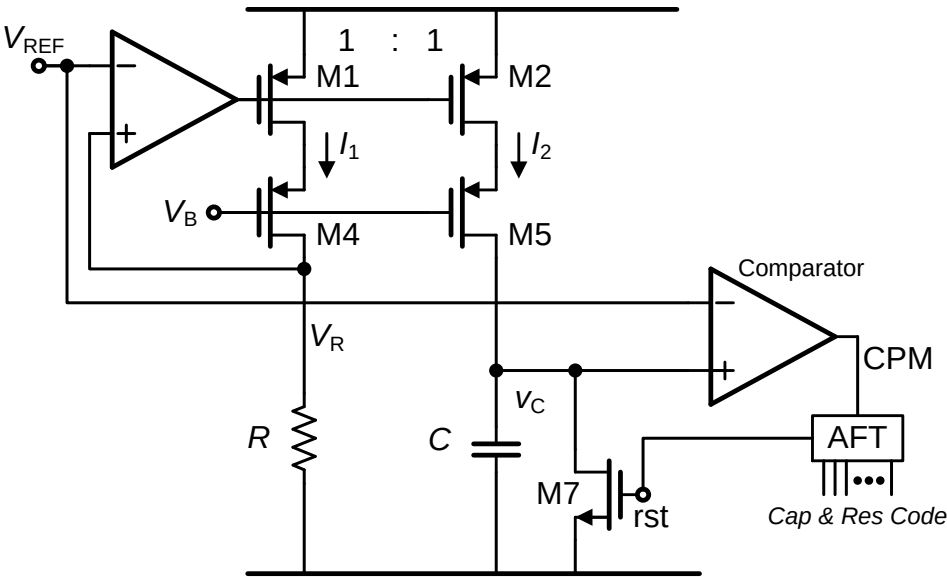


图 5-4 改进的频率校准电路

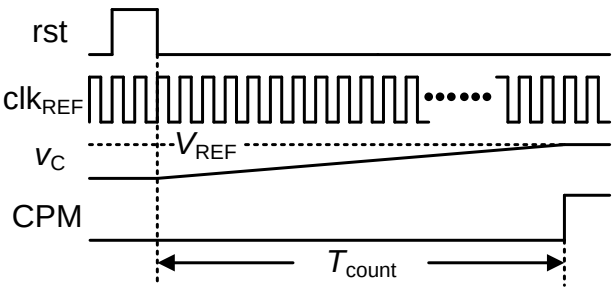


图 5-5 频率校准电路的充电计数过程

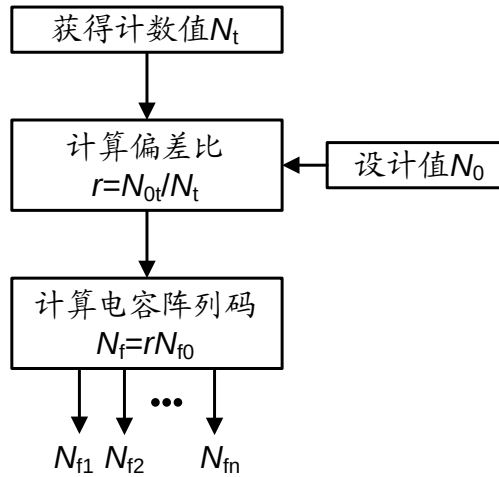


图 5-6 自动频率校准的工作过程

不同于前一节中的第三种方法，虽然也是利用电容的充电来确定时间常数，但已经不再使用电容阵列，也不使用计数器。核心单元放到了比较器之后的数字自动频率校准(Auto Frequency Tuning, AFT)算法模块中。校准过程也不再需要多次计数，而只需要一次计数即可确定各电容阵列的控制字，到达校准的目的。图 5-5 是比较过程的时序图。

参考电压 V_{ref} 通过电阻产生充电电流，该电流通过电流镜对电容充电，充电过程中计数器开始计数，当充电电压达到参考电压时，计数停止，得到计数值 N_t 。假设 clk_{ref} 的周期为 T ，则

$$T_{\text{count}} = N_t T_{\text{clk}} = RC \quad (5-7)$$

AFT 得到计数值以后与设计值进行比较，计算出实际值与设计值的偏差，再通过计算即可得出需要调整的电容码值。假设单位电容设计值和实际值分别为 C_{u0} 和 C_u 。AFT 中存储的滤波器的设计值为 N_{of} ，校准电路自身计数器的计数值为 N_{ot} ，则，滤波器中积分器的未校准时间常数 $\tau_{\text{it}} = R_{\text{it}} C_{\text{it}} = R_{\text{ut}} N_{\text{of}} C_u$ ，而设计值为 $\tau_{\text{dt}} = R_{\text{dt}} C_{\text{dt}} = R_{\text{dt}} N_{\text{of}} C_{u0}$ ，则两个时间常数的比为

$$r_{\tau, \text{it}} = \frac{\tau_{\text{it}}}{\tau_{\text{dt}}} = \frac{R_{\text{it}} N_{\text{of}} C_u}{R_{\text{dt}} N_{\text{of}} C_{u0}} = \frac{R_{\text{it}} C_u}{R_{\text{dt}} C_{u0}} \quad (5-8)$$

由于滤波器和校准电路使用的是同类型的电容和电阻，所以由工艺造成的偏差可以认为是一样的。则

$$r_{\tau, \text{it}} = \frac{N_t}{N_{\text{ot}}} \quad (5-9)$$

观察发现，如果将电容的码值设为 $N_f = (N_{\text{ot}}/N_t) N_{\text{of}}$ ，则

$$\tau_t = R_{\text{ut}} C_t = R_{\text{ut}} N_f C_u = R_{\text{ut}} \frac{N_{\text{ot}}}{N_t} N_{\text{of}} C_u = \frac{R_{\text{ut}} N_{\text{of}} C_u}{r_{\tau, \text{it}}} = \frac{\tau_{\text{it}}}{r_{\tau, \text{it}}} = \tau_{\text{dt}} \quad (5-10)$$

于是校准后的时间常数就与设计值相等。由时间常数决定的滤波器的截止频率就校准到了设计所要求的截止频率。图 5-6 是整个 AFT 的工作过程。

5.3.2 误差分析

假设校准电路中的电阻电容的设计值分别为 R_t , C_t , 对应的计数器的值为 N_t 。而实际电阻和电容分别为 R_{tp} , C_{tp} , 对应计数值为 N_{tp} 。设 $R_{tp}=k_{Rt}R_t$, $C_{tp}=k_{Ct}C_t$, 系数包括制造过程造成的偏差, 还有寄生引起的偏差。滤波器电阻电容的设计值为 R_f , C_f , 而实际电阻和电容分别为 R_{fp} , C_{fp} 。同样, 可以引入偏差系数 $R_{fp}=k_{Rf}R_f$, $C_{fp}=k_{Cf}C_f$ 。则滤波器实际时间常数

$$\tau_{fp} = R_{fp}C_{fp} = k_{Rf}K_{Cf}R_fC_f \quad (5-11)$$

根据上一节的分析, 如果把电容校准到 $C_{fpt}=C_{fp}/(k_{Rf}k_{Cf})$, 则对应的时间常数可以等于设计值。即

$$\tau_{fpt} = R_{fp}C_{fpt} = \frac{R_{fp}C_{fp}}{k_{Rf}K_{Cf}} = \frac{k_{Rf}K_{Cf}R_fC_f}{k_{Rf}K_{Cf}} = R_fC_f \quad (5-12)$$

所以能不能准确的将截止频率校准回到正确的值, 取决于如何准确的获得 C_{fpt} 的电容控制字。假设 C_{fp} 对应的电容码值为 N_{fp} , 则需要设置的码值 $N_{fpt}=N_{fp}/(k_{Rf}k_{Cf})$ 。 N_{fp} 是寄存器中的值, 所以 N_{fpt} 的准确性, 将取决于 $k_{Rf}k_{Cf}$ 的准确性。按照前一节中的方法, 比例 $k_{Rf}k_{Cf}$ 由 $k_{Rt}k_{Ct}$ 代替, 并由 N_{tp}/N_t 来估量。则,

$$k_{Rf}k_{Cf} = \varepsilon_R \varepsilon_C k_{Rt}k_{Ct} = \varepsilon_R \varepsilon_C \left(\frac{N_{tp}}{N_t} + \delta_k \right) = \varepsilon_R \varepsilon_C (r_N + \delta_k) \quad (5-13)$$

其中, δ_k 是由有限字长、残留计数、比较器失调电压、运放失调电压和电流镜失配引起的误差, 图 5-7 示意了校准过程中存在的这些计数误差。若计数器 N 的值设为 200, 则 $\delta_{k1,max}=0.5\%$, 带入比较器 V_{os} 的最大值 2mV, 则 $\delta_{k2,max}\approx 0.2\sim 0.3\%$ 。

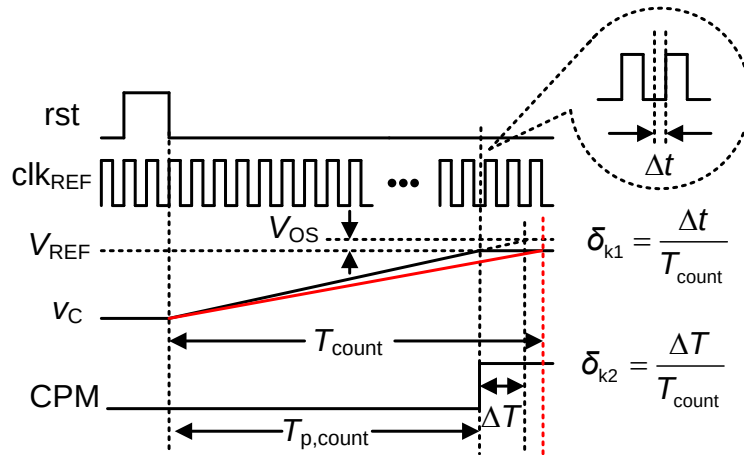


图 5-7 计数误差分析

将滤波器中电容码值设为

$$N_{\text{fpt,atune}} = \left\lfloor \frac{N_{\text{fp}}}{r_N} \right\rfloor = \frac{N_{\text{fp}}}{r_N} + \delta_N \quad (5-14)$$

其中, δ_N 包含了有限字长和舍入误差, 则 $\delta_{N,\max}=0.5$ 。那么总的校准精度可以表示为

$$T_{\text{error}} = \frac{|N_{\text{fpt,atune}} - N_{\text{fpt}}|}{N_{\text{fpt}}} = \frac{\left| \frac{N_{\text{fp}}}{r_N} + \delta_N - \frac{N_{\text{fp}}}{k_{\text{Rf}}K_{\text{Cf}}} \right|}{\frac{N_{\text{fp}}}{k_{\text{Rf}}K_{\text{Cf}}}} = \frac{\left| \frac{1}{r_N} + \delta_{N_{\text{fp}}} - \frac{1}{k_{\text{Rf}}K_{\text{Cf}}} \right|}{\frac{1}{k_{\text{Rf}}K_{\text{Cf}}}} \quad (5-15)$$

又因为

$$r_N = \frac{k_{\text{Rf}}k_{\text{Cf}}}{\varepsilon_R\varepsilon_C} - \delta_k \quad (5-16)$$

带入式(5-15), 整理得

$$T_{\text{error}} = \frac{\left| \frac{1}{\frac{k_{\text{Rf}}k_{\text{Cf}}}{\varepsilon_R\varepsilon_C} - \delta_k} + \delta_{N_{\text{fp}}} - \frac{1}{k_{\text{Rf}}K_{\text{Cf}}} \right|}{\frac{1}{k_{\text{Rf}}K_{\text{Cf}}}} = \left| 1 - k_{\text{Rf}}k_{\text{Cf}} \left(\frac{\delta_N}{N_{\text{fp}}} + \frac{\varepsilon_R\varepsilon_C}{k_{\text{Rf}}k_{\text{Cf}} - \delta_k\varepsilon_R\varepsilon_C} \right) \right| \quad (5-17)$$

下面计算两个电阻和电容偏差比的失配。元器件的值有两部分组成, 标称值和寄生 $X=X_{\text{type}}+X_{\text{parasitic}}$ 。则偏差可以表示为

$$K = \frac{X_p}{X} = \frac{X + \Delta X}{X} = 1 + \frac{\Delta X}{X} \quad (5-18)$$

所以电阻电容的偏差分别是

$$K_R = 1 + \frac{\Delta R}{R} = 1 + \frac{\Delta R_{\text{poly}} + \Delta R_{\text{parasitic}}}{R} \quad (5-19)$$

$$K_C = 1 + \frac{\Delta C}{C} = 1 + \frac{\Delta C_{\text{mim}} + \Delta C_{\text{parasitic}}}{C} \quad (5-20)$$

则电阻和电容的偏差失配可以分别表示为

$$\varepsilon_R = \frac{K_{\text{Rf}}}{K_{\text{Rt}}} = \frac{1 + \frac{\Delta R_{\text{f,poly}}}{R_{\text{f}}} + \frac{\Delta R_{\text{f,parasitic}}}{R_{\text{f}}}}{1 + \frac{\Delta R_{\text{t,poly}}}{R_{\text{t}}} + \frac{\Delta R_{\text{t,parasitic}}}{R_{\text{t}}}} \quad (5-21)$$

$$\varepsilon_C = \frac{K_{\text{Cf}}}{K_{\text{Ct}}} = \frac{1 + \frac{\Delta C_{\text{f,mim}}}{C_{\text{f}}} + \frac{\Delta C_{\text{f,parasitic}}}{C_{\text{f}}}}{1 + \frac{\Delta C_{\text{t,mim}}}{C_{\text{t}}} + \frac{\Delta C_{\text{t,parasitic}}}{C_{\text{t}}}} \quad (5-22)$$

如果电阻电容标的偏差是完全匹配的, 即 $\varepsilon_R=1$, $\varepsilon_C=1$, 则由其它因素造成的偏差将小于 1%。如忽略其它因素, 则 $T_{\text{error}}=|1-\varepsilon_R\varepsilon_C|$, 那么如果电阻电容的偏差存在 2% 的失配, 校准精度将存在 4% 的偏差。所以器件值偏差的匹配度对最后的校准精度起到最主要的限制。

5.4 直流失调消除

5.4.1 接收机中的直流失调

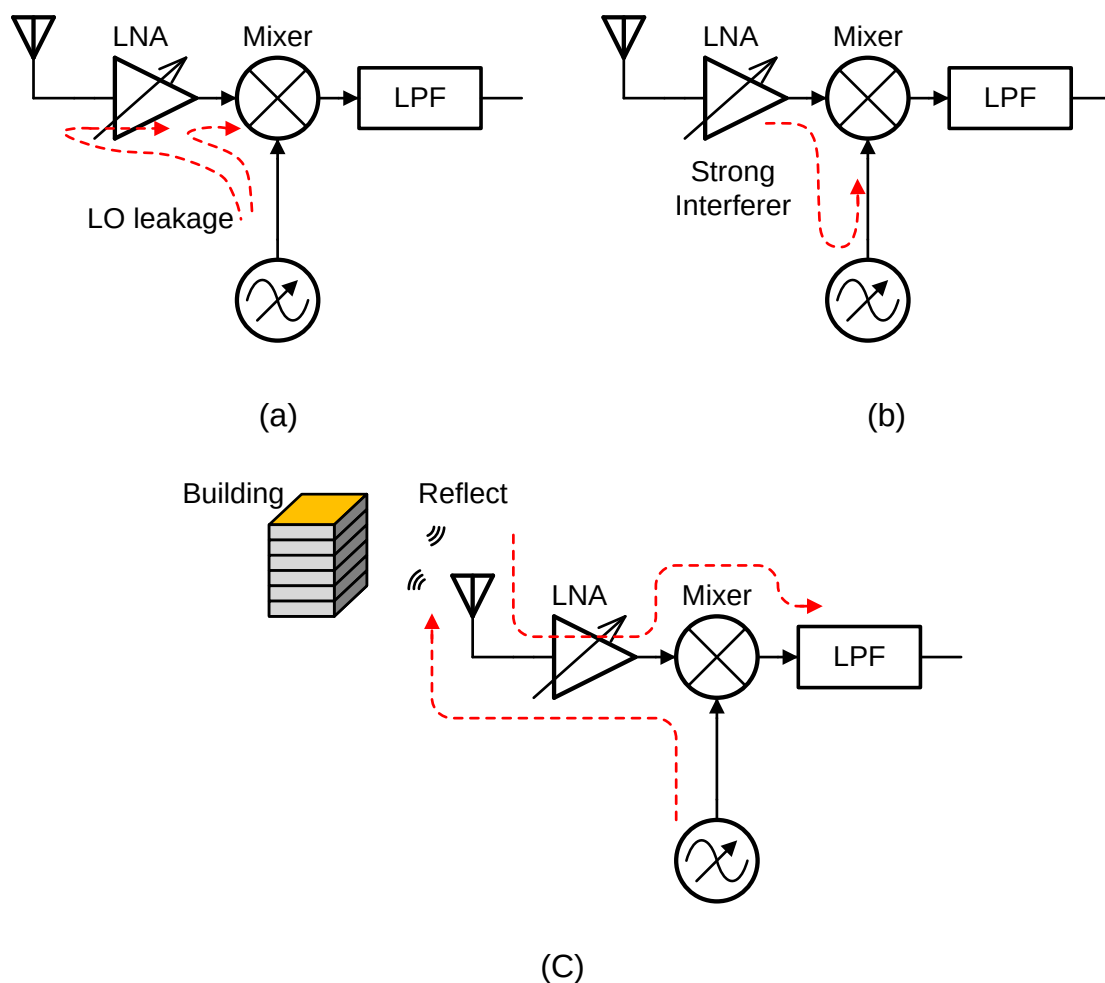


图 5-8 直接变频接收机中的三种自混现象

直接变频接收机存在直流失调的问题[49][50]。造成直流失调的原因有自混、二阶非线性和静态直流失调等[51]。直接变频接收机中的自混现象主要有三种, 如图 5-8 所示。一是本振信号 LO(Local Oscillator)可以通过耦合馈通到低噪声放大器输入端或者混频器输入端, 与自身信号混频, 产生直流量。由于本振信号幅度相对固定, 但是低噪声放大器增益可能发生变化, 有这种混频引起的直流量大小是动态变化的, 一般会在 10~20 mV 的量级。二是射频信号可能通过耦合馈通

到混频器本振信号输入端口与自身信号混频。由于射频信号一般不是一个单频点信号，所以由这种自混产生的信号频谱有可能覆盖较大的带宽，进而影响有用信号。三是本振信号泄露后经天线发射出去，再经建筑物等反射回接收机所产生的自混。直流失调的另一个主要来源是电路中存在的静态直流失调，例如基带电路中运放引入的直流失调。经过蒙特卡洛(Monte Carlo)分析，可以得出跨导放大器的等效输入失调电压。其大小服从高斯分布，均值大概在 14.23 μV ，标准差 1.16 mV，最大值 4 mV。

在上面这些直流失调源存在的情况下，如果模拟基带处于高增益，必然使处于滤波器后级的双二次结构无法正常工作。例如直流失调 20 mV，当前两级都处于高增益的时候，共有 36 dB 的增益，那么第三级的输入直流电平为 1.28 V，后级跨导放大器此时已经饱和。

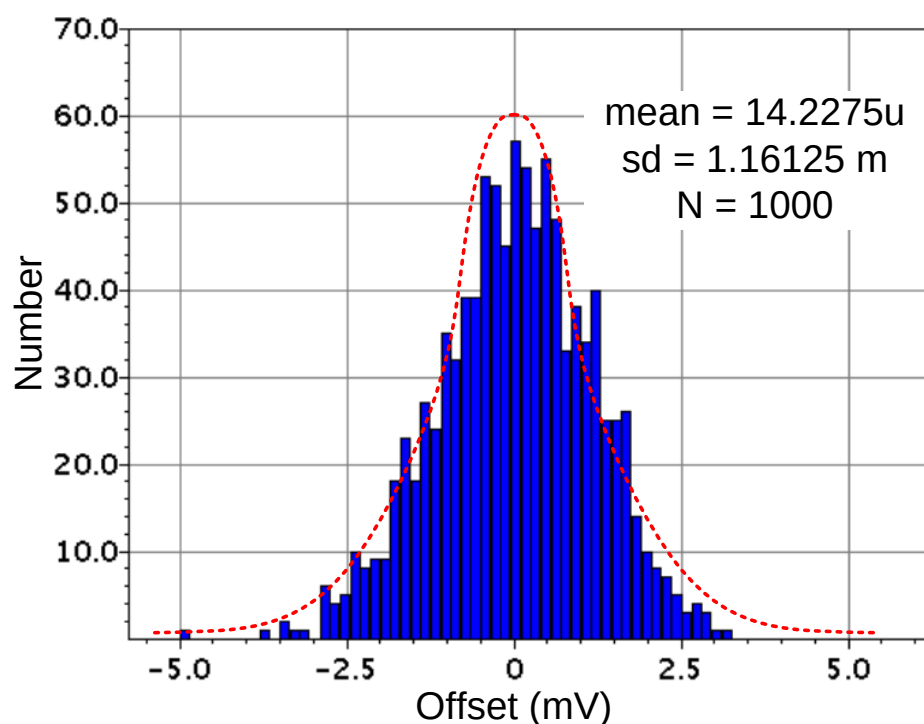


图 5-9 跨导放大器等效输入失调电压

5.4.2 直流失调消除电路

解决失调有办法一是交流耦合，而是增加直流消除环路。交流耦合是指不同的电路模块之间使用电容耦合，利用电容的高通特性隔离前一级的直流失调。但是对于混频器输出而言，信号频率已经不是很高的射频信号，为了不对低频信号造成太大的衰减，需要非常大的电容。片上实现这么大的电容是不实际的，而采用片外元件又违背全集成的初衷。还有一种方法就是增加直流消除电路，其实现有很多种方法，增加前馈通路或者反馈环路的技术都已经见于各种文献。反馈环

路的具体实现是通过数字信号处理 (Digital Signal Processing, DSP)模块对输出信号进行处理, 计算出直流偏移的大小, 然后产生控制信号来通过引入反向的直流电压来消除已产生的失调。或者使用直流反馈的方式。

本文采用直流反馈的方法来进行直流消除, 为了在达到很低的高通截止频率的同时, 较小所需电容的值, 节省芯片面积。采用多级消除的方法, 有效减小了电容的面积。图 5-10 是实现电 路图。

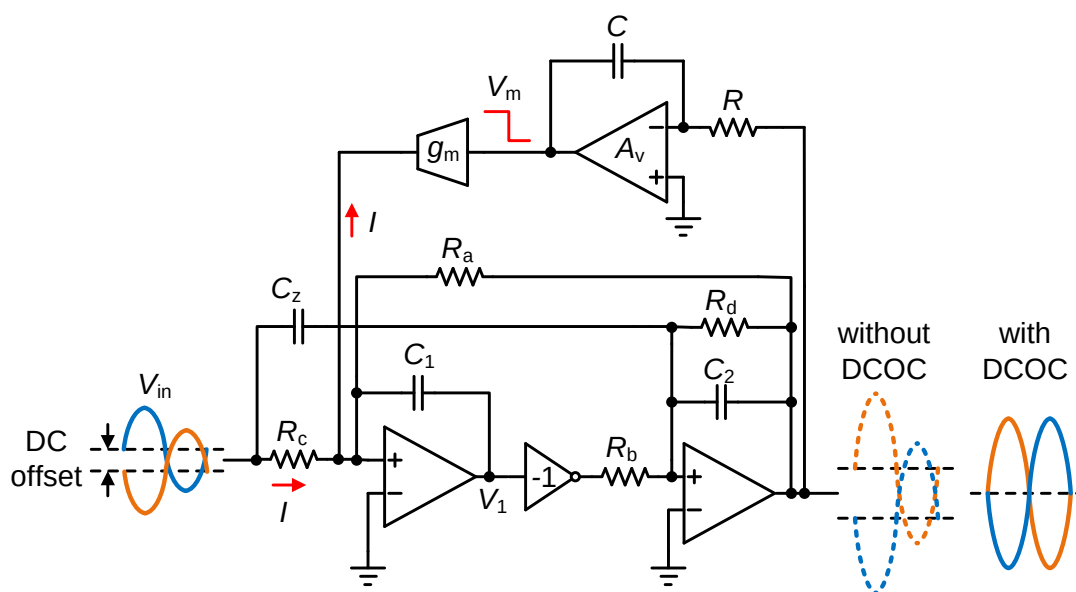


图 5-10 直流失调消除电路

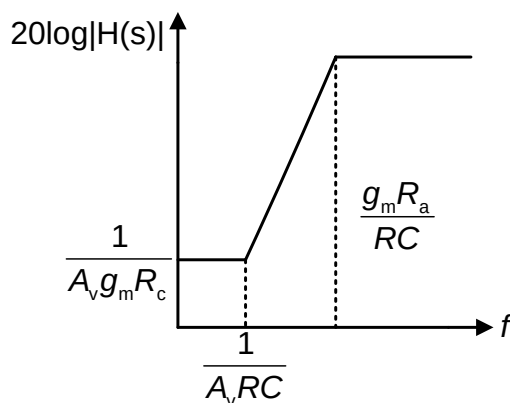


图 5-11 直流失调消除环路的高通特性

积分器在双二次结构输出端感应失调电压, 通过 g_m 单元将电压转换成电流, 电流在输入电阻 R 上产生于失调电压反向的电压, 从而达到消除失调的目的。如图 5-11 所示, 该电路的高通点为 $g_m R_a / RC$, 所以 RC 一般设计得很大来达到小于 1 KHz 的高通截止频率。最大衰减为 $1/(A_v g_m R_c)$, 运放的增益足够大的话, 将有利于提高消除能力。

图 5-12 反映了直流失调电路的必要性，当存在 20 mV，且滤波器存在 54 dB 增益的情况下，没有直流消除电路，滤波器将不能正常工作。

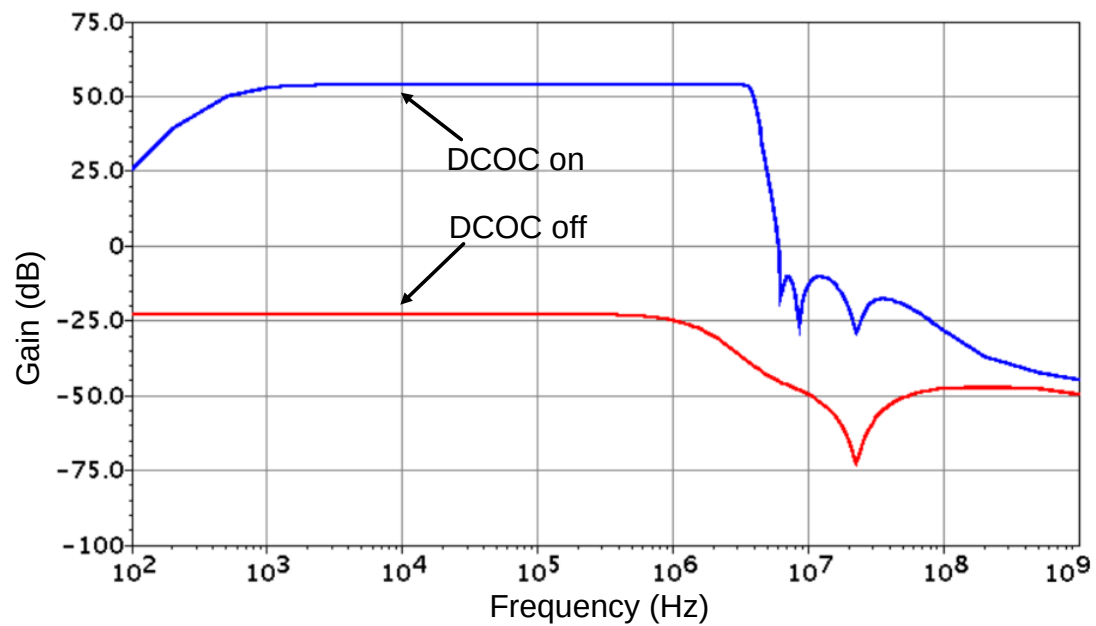


图 5-12 直流失调下滤波器的频率响应

第六章 芯片实现及测试结果

6.1 电路实现

图 6-1 是信道选择滤波器电路实现的系统框图。滤波器后级级联增益范围 0~7 dB, 增益步长 0.25 dB 的可编程放大器(Programmable Gain Amplifier, PGA)组成了数字电视调谐器中的模拟基带部分。可编程放大器小的步长和滤波器大的增益范围结合起来实现了高增益调节范围, 高增益调节精确。滤波器的增益调节, 带宽改变, Q 值补偿以及截止频率的校准都在数字辅助模块的配合下完成。

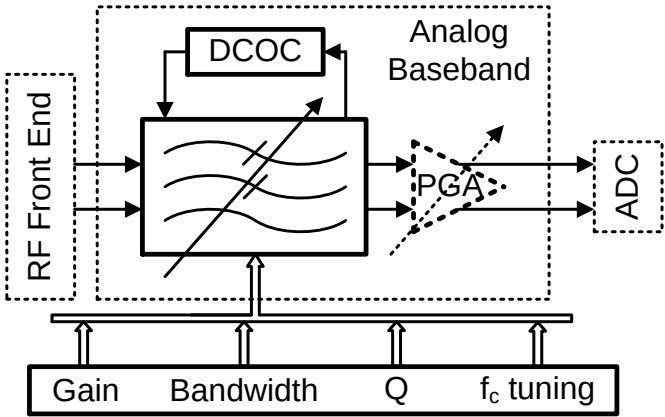


图 6-1 信道选择滤波器电路系统框图

本设计在 TSMC 0.18 μm 工艺下流片。图 6-2 是数字电视调谐器模拟基带的芯片照片。其中, 信道选择滤波器包括 IQ 两路, 版图经过仔细设计, 保证对称性。整个模拟基带的芯片面积 1.28 mm^2 。

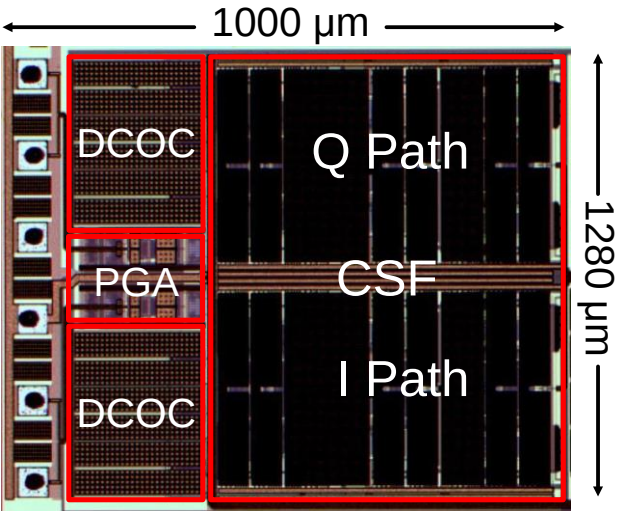


图 6-2 调谐器模拟基带芯片照片

6.2 测试结果与对比

6.2.1 线性度测试结果

带内线性度可以通过双音测试得到。0 dB，输入功率相等，频率分别为 1.9 MHz 和 2.1 MHz 的两个正弦信号，输出信号功率和三阶失真如图 6-3 所示。*IM3* 超过 63 dB。图 6-4 是在不同的输入功率下得到的一阶量和三阶量功率图，可以看出，0 dB 增益时，滤波器带内 *IIP3* 超过 31 dBm。

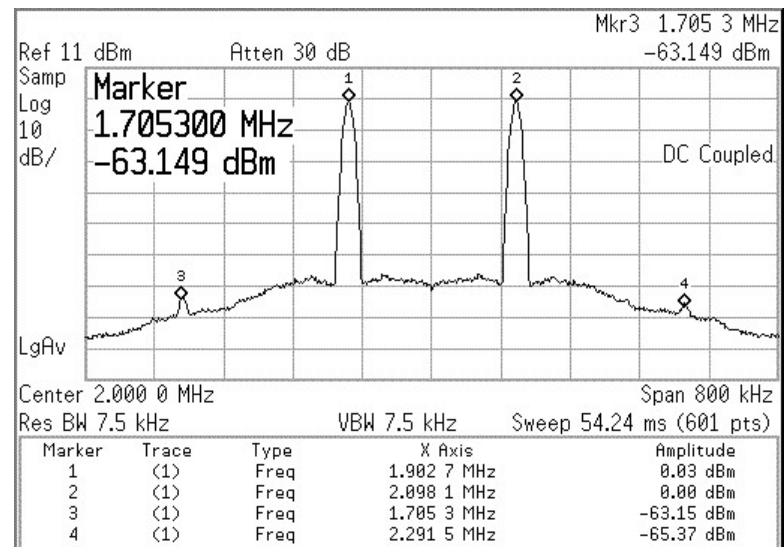


图 6-3 双音测试频谱分析仪截图

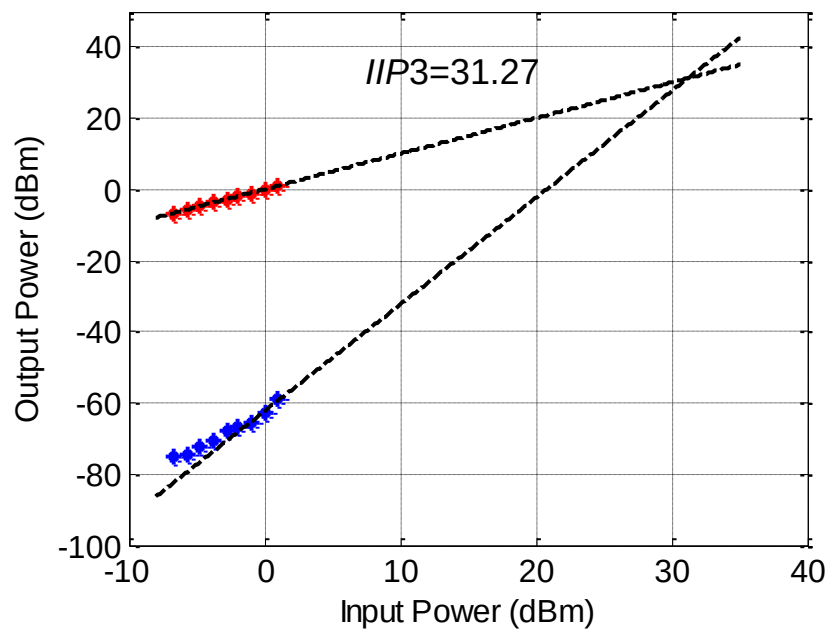


图 6-4 0 dB 增益下的双音测试结果

6.2.2 频带选择测试结果

图 6-5 是信道选择滤波器的频带选择测试结果。黑色曲线是通过电阻阵列对带宽进行的调节，蓝色曲线是通过电容阵列对带宽进行的调节。频率调节范围从 0.25~4 MHz 连续可调。表 6-1 是实际截止频率和设计值的比较，相应的校准精度也列于表中，结果显示频率校准误差<5%。

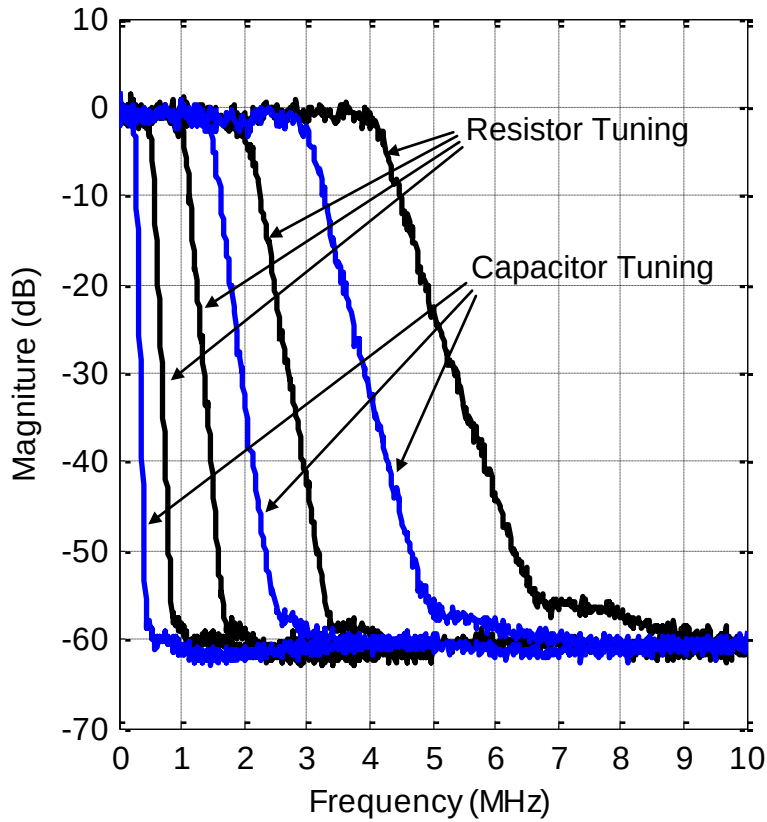


图 6-5 频带选择特性测试结果

表 6-1 频率校准电路误差统计

Designed Value	Test Result	Tuning Error
4 MHz	4.165 MHz	4.13%
2 MHz	2.077 MHz	3.85%
1 MHz	1.032 MHz	3.20%
500 KHz	511.7 KHz	2.34%

6.2.3 增益及带内纹波测试结果

图 6-6 是滤波器在 4 MHz 带宽下, 不同增益的频率响应。增益范围从 0~54 dB, 增益步长为 6 dB。5.25 MHz 时的衰减达到 35 dB, 阻带衰减达到了 60 dB。满足了第二章中对邻道抑制和阻带衰减的要求。图的右上部分放大显示了不同增益下的带内纹波, 通过减去平均增益, 从而将增益误差的影响去掉, 使得不同增益下的纹波都归一化到单位增益来比较。4 MHz 后曲线的重合说明这种归一化是合理的。结果显示带内纹波最大值为 1.4 dB。一般是在高增益的时候发生。同时也说明设计中的采用的 Q 值调节是有效的。图 6-7 是不同增益模式下的增益误差统计。最大增益误差不超过 4%。

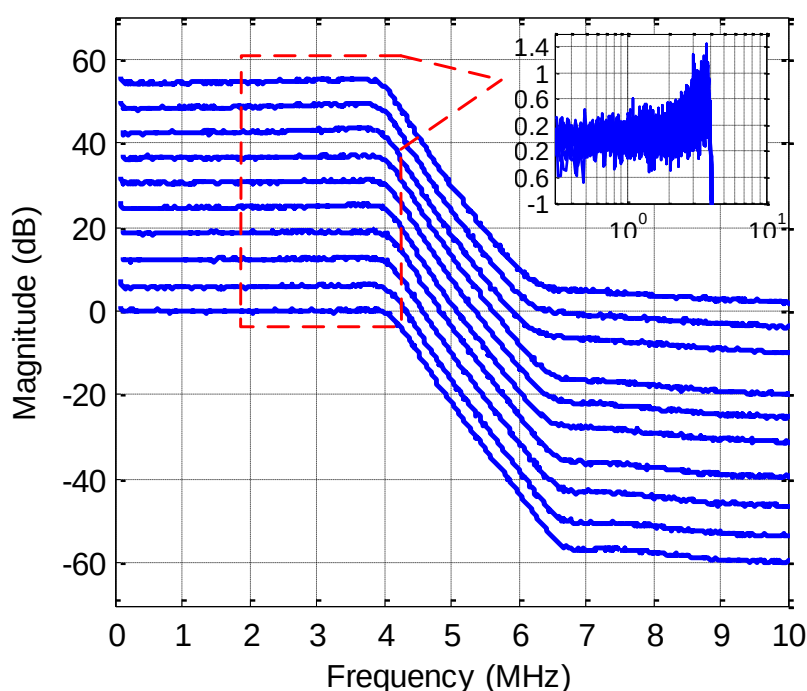


图 6-6 增益范围和带内纹波测试结果

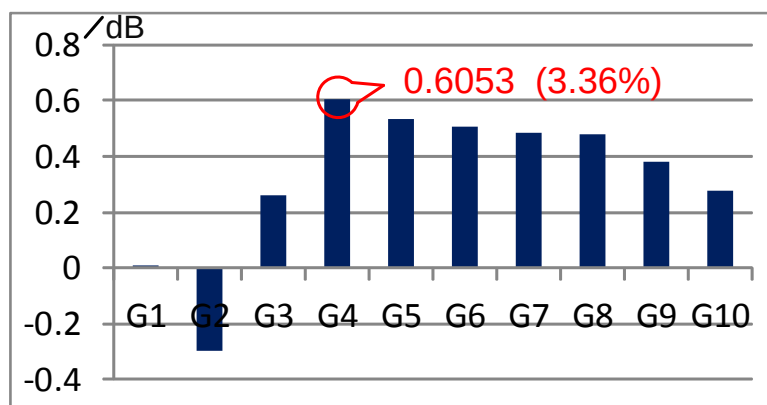


图 6-7 不同增益模式下的增益误差

6.2.4 性能总结与对比

表 6-2 是滤波器的测试结果总结，表 6-3 与近期发表的论文结果作了对比。

表 6-2 滤波器性能总结

Technology	0.18- μm CMOS
Die Area	1mmx1.28mm
Power Consumption@1.8V	12.6 mW
Gain Range/Gain Step	54 dB/6 dB
Bandwidth Tuning Range	0.250 MHz~4 MHz
Gain Error	<3.4%
Cutoff Frequency Error	<5%
DC Offset @54 dB Gain	12 mV
Attenuation @ $1.315f_c$ /stop band	35 dB/60 dB
In Band Ripple	<1.4 dB
In Band $IIP3$ @0 dB Gain	>31 dBm

表 6-3 近期发表论文结果对比

	TCASII 2011 Ref.[34]	JSSC 2011 Ref.[52]	JSSC 2009 Ref.[53]	This work
Process (nm)	180	180	130	180
Topology	Active-RC	Active-RC	Active-RC	Active-RC
Type	Elliptic	C	C/I	Elliptic
Order	3	5	1/3/5	6
Vdd (V)	1.8	1.8	1	1.8
Power/Pole (mW/Pole)	0.6	0.9	0.6~1.5	1.05
$f_{\text{cut-off}}$ Range (MHz)	8.5	20	1~5	0.25~4
In Band $IIP3$ (dBm)	30.8	25.21/41.5	31.3	31.27
Noise PSD (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	170	232	85	15~108*
Gain (dB)	0	0	0	0~54

C、I 分别代表切比雪夫和反切比雪夫。带*号的数字是仿真结果。噪声的功率谱密度是输入等效噪声功率谱密度。

第七章 总结与展望

7.1 总结

本文设计了一款运用于直接变频移动数字电视调谐器的信道选择滤波器。设计的重点是滤波器动态范围优化、宽增益调节范围、宽频率调节范围以及片上自动频率校准。

通过对双二次结构非线性失真分析方法的研究和优化方法的改进,得出滤波器线性度和噪声与电路元件参数的关系。从而从优化反馈网络的角度对滤波器的线性度和噪声进行了优化。进一步通过设计高线性度的前馈零点补偿型跨导放大器来增加滤波器的线性度。

通过系统分析,采用电阻电容整列相结合的方法,实现滤波器截止频率在较宽范围内的连续可调。通过分析双二次结构的非理想效应,得出造成增益误差和在高增益下 Q 值恶化的原因,进一步提出减小增益误差和减小带内纹波的改进电路。针对含零点电容和增加滤波器设计自由度的问题,在开关电容技术的基础上,提出了新的频率校准方法,增加了频率校准的适用范围和效率。测试结果显示滤波器的设计达到了系统设计指标,满足了直接变频移动数字电视调谐器的应用要求。

7.2 研究展望

不同增益、不同信号带宽以及不同输入信号功率情况下,系统对滤波器的指标要求是不一样的。尤其是在多协议多标准的数字调谐器中,为了满足各个标准之间的兼容性,往往将指标定在最高要求以使整机性能满足最恶劣的情况。这种固定功耗的设计虽然满足了要求,但是在接收信号质量变好的情况下,过多的功耗是没有必要的。如果在实际使用中,接收机能根据信号自身的特性来调整各个模块的性能,使整机在满足应用要求的同时达到功耗的最优化,将更加有利于节能环保。这一功能的实现,不仅需要对各模块进行可重构的设计,同时还需要增加对模块的性能进行调整的管理模块。芯片本身需要具有对各节点的信号特性进行检测的功能,通过计算估计整机和各模块性能指标,进行指标的重新分配。因此,对系统的研究将是实现上述功能的重点。

近年来,在信道选择的研究上又不断有新的想法和实现。软件无线电的概念使得人们希望对信号的采样尽可能的靠近天线,以去掉大多数射频模拟模块。但

是这需要采样频率和动态范围都非常高的模数转换器。[54]利用带通采样的原理，实现了信道选择滤波功能。除此外，近年来连续出现在国际固体固态电路会议 (International Solid State Circuit Conference, ISSCC) 上的文章也发展出了一些新的信道选择实现。[55]提出的有源反馈的方法使得可以利用反馈使干扰信号自身在射频前端就抵消掉，从而降低后续模块的指标要求，节省面积和功耗。但是为了不使有用信号被抵消，环路上使用的低通滤波也必须具有较陡的滚降。另外对于信号带宽可变的情况，也需要调整截止频率。而[56]通过增加一条通道，借用噪声抵消的技术使得干扰和噪声能同时抵消，不仅实现了整机的高线性度，同时达到了低噪声。无线通信的进一步发展促使信道选择的研究不断继续，可以期待更多的方案将会在不久的将来被实现。

参考文献

- [1] *Mobile and portable DVB-T/H radio access - Part 1: Interface specification*. Polski Komitet Normalizacyjny, 2007.
- [2] "Mobile Multimedia Broadcasting Part I: Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Broadcasting Channel", GY/T 220.1-2006, Oct. 2006
- [3] ATSC digital television standard, ATSC: A/53D, Advanced Television Systems Committee, Washington, D.C., Jul. 19, 2005
- [4] W. Namgoong and T. H. Meng, "Direct-conversion RF receiver design," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 3, pp.518–529, Mar. 2001.
- [5] A. A. Abidi, "Direct-conversion radio transceivers for digital communications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 12, pp.1399–1410, Dec. 1995.
- [6] F. Behbahani, W. Tan, A. Karimi-Sanjaani, A. Roithmeier, and A. A. Abidi, "A broad-band tunable CMOS channel-select filter for a low-IF wireless receiver," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 4, pp.476–489, 2000.
- [7] D. Sahu, A. Das, Y. Darwhekar, S. Ganesan, G. Rajendran, R. Kumar, B. G. Chandrashekar, A. Ghosh, A. Gaurav, T. Krishnaswamy, A. Goyal, S. Bhagavatheeswaran, K. M. Low, N. Yanduru, S. Dhamankar, and S. Venkatraman, "A 90nm CMOS single-chip GPS receiver with 5dBm out-of-band IIP3 2.0dB NF," in *Solid-State Circuits Conference, 2005. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2005 IEEE International*, 2005, pp.308–600 Vol. 1.
- [8] H. Moon, S. Lee, S.-C. Heo, H. Yu, J. Yu, J.-S. Chang, S.-I. Choi, and B.-H. Park, "A 23mW fully integrated GPS receiver with robust interferer rejection in 65nm CMOS," in *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2010 IEEE International*, 2010, pp.68–69.
- [9] P. R. Gray, "Fully integrated analog filters using bipolar-JFET technology [active fifth order Chebyshev low-pass realisation]," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 13, no. 6, pp.814–821, 1978.
- [10] M. Banu and Y. Tsividis, "On-chip automatic tuning for a CMOS continuous-time filter," in *Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers. 1985 IEEE International*, Feb, vol. XXVIII, pp.286–287.
- [11] Y. Palaskas and Y. Tsividis, "Dynamic range optimization of weakly nonlinear, fully balanced, Gm-C filters with power dissipation constraints," *IEEE Trans. Circuits Syst. li Analog Digit. Signal Process.*, vol. 50, no. 10, pp.714 – 727, Oct. 2003.
- [12] M. Meghdadi and M. S. Bakhtiar, "Analysis and Optimization of SFDR in Differential Active-RC Filters," *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 59, no. 6, pp.1168–1177, Jun. 2012.
- [13] C. K. Ho, S. Sun, and B. Farhang-Boroujeny, "Detrimental effects of filtering in an OFDM system using pilot based channel estimation," in *The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002*, 2002, vol. 3, pp.1316–1320 vol.3.
- [14] B. Murmann, "A/D converter trends: Power dissipation, scaling and digitally assisted architectures," in *IEEE Custom Integrated Circuits Conference, 2008. CICC 2008*,

2008, pp.105–112.

- [15] E. Tlelo-Cuautle, *Integrated Circuits for Analog Signal Processing*. Springer, 2013.
- [16] W. Deng, R. Mahmoudi, P. Harpe, and A. van Roermund, “An alternative design flow for receiver performance optimization through a trade-off between RF and ADC,” in *2008 IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2008, pp.699–702.
- [17] W. Deng, R. Mahmoudi, and A. van Roermund, “A systematic design approach for phased-array receivers,” in *2010 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, 2010, pp.37–40.
- [18] C. L. de Guadalupe Km and C. M. M. de Juárez, “RF WIRELESS RECEIVER ANALYSIS BASED IN MIXED SIGNAL TECHNIQUES.”
- [19] A. Azizzadeh and L. Mohammadi, “Degradation of BER by Group Delay in Digital Phase Modulation,” in *Fourth Advanced International Conference on Telecommunications, 2008. AICT '08*, 2008, pp.350–354.
- [20] C. Gao and X. Cao, “Effects of Group Delay on the Performance of OFDM System,” in *2009 1st International Conference on Information Science and Engineering (ICISE)*, 2009, pp.2618–2621.
- [21] P. J. Chang, A. Rofougaran, and A. A. Abidi, “A CMOS channel-select filter for a direct-conversion wireless receiver,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 5, pp. 722–729, 1997.
- [22] L. Thomas, “The Biquad: Part I-Some practical design considerations,” *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. 18, no. 3, pp.350–357, 1971.
- [23] D. Jurišić, N. Mijat, and G. S. Moschytz, “Tuning elliptic filters with a tuning biquad” in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2009. ISCAS 2009*, 2009, pp.45–48.
- [24] A. S. Sedra and P. O. Brackett, *Filter theory and design: active and passive*. Matrix Publishers, 1978.
- [25] W. J. Rugh, *Nonlinear system theory: the Volterra/Wiener approach*. Johns Hopkins University Press, 1981.
- [26] P. Wambacq and W. M. C. Sansen, *Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits*. Springer, 1998.
- [27] R. Schaumann and the late M. E. V. Valkenburg, *Design of Analog Filters*. Oxford University Press, USA, 2001.
- [28] T. Deliyannis, Y. Sun, and J. K. Fidler, *Continuous-Time Active Filter Design*. Taylor & Francis, 2010.
- [29] P. Monsurro, S. Pennisi, G. Scotti, and A. Trifiletti, “Design strategy for biquad-based continuous-time low-pass filters,” in *2011 20th European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD)*, 2011, pp.385–388.
- [30] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, 1st ed. McGraw-Hill, 2000.
- [31] D. A. Johns and K. Martin, *ANALOG INTEGRATED CIRCUIT DESIGN*. Wiley, 2008.
- [32] S. Kousai, M. Hamada, R. Ito, and T. Itakura, “A 19.7 MHz, Fifth-Order Active-RC Chebyshev LPF for Draft IEEE802.11n With Automatic Quality-Factor Tuning Scheme,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 11, pp.2326–2337, 2007.
- [33] J. Harrison and N. Weste, “A 500 MHz CMOS anti-alias filter using feed-forward op-amps with local common-mode feedback,” in *Solid-State Circuits Conference, 2003. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2003 IEEE International*, 2003, pp.132 – 483 vol.1.

- [34] N. Krishnapura, A. Agrawal, and S. Singh, "A High-IIP3 Third-Order Elliptic Filter With Current-Efficient Feedforward-Compensated Opamps," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 58, no. 4, pp.205–209, Apr. 2011.
- [35] R. Schaumann and M. Ali Tan, "The problem of on-chip automatic tuning in continuous-time integrated filters," in , *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 1989, May, pp.106–109 vol.1.
- [36] Y. Tsvividis, "Integrated continuous-time filter design - an overview," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 29, no. 3, pp.166–176, Mar.
- [37] J. B. Hughes, N. C. Bird, and R. S. Soin, "Self-tuned RC-active filters for VLSI," *Electron. Lett.*, vol. 22, no. 19, pp.993–994, 11.
- [38] P. R. Gray, P. J. Hurst, and S. H. Lewis, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, 5th ed. Wiley, 2009.
- [39] W. Sansen, *Analog Design Essentials*. Springer, 2006.
- [40] H. Khorramabadi and P. R. Gray, "High-frequency CMOS continuous-time filters," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 19, no. 6, pp.939–948, Dec.
- [41] F. Krummenacher and N. Joehl, "A 4-MHz CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 23, no. 3, pp. 750–758, June.
- [42] M. Banu and Y. Tsvividis, "An elliptic continuous-time CMOS filter with on-chip automatic tuning," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 20, no. 6, pp.1114–1121, Dec.
- [43] J. V. D. Plas, "MOSFET-C Filter with Low Excess Noise and Accurate Automatic Tuning," in *Solid-State Circuits Conference, 1990. ESSCIRC '90. Sixteenth European*, Sept., vol. 1, pp.173–176.
- [44] J. Silva-Martinez, M. Steyaert, and W. Sansen, "A novel approach for the automatic tuning of continuous time filters," in , *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 1991, Jun, pp.1452–1455 vol.3.
- [45] T. Oshima, K. Maio, W. Hioe, and Y. Shibahara, "Novel automatic tuning method of RC filters using a digital-DLL technique," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 11, pp. 2052–2054, Nov.
- [46] J. Lim, Y. Cho, K. Jung, J. Park, J. Choi, and J. Kim, "A wide-band active-RC filter with a fast tuning scheme for wireless communication receivers," in *Custom Integrated Circuits Conference, 2005. Proceedings of the IEEE 2005*, Sept., pp. 637–640.
- [47] S. Kim, B. Kim, M.-S. Jeong, J.-H. Lee, Y. Cho, T. W. Kim, and B.-E. Kim, "A 43dB ACR low-pass filter with automatic tuning for low-IF conversion DAB/T-DMB tuner IC," in *Solid-State Circuits Conference, 2005. ESSCIRC 2005. Proceedings of the 31st European*, Sept., pp.319–322.
- [48] J. Silva-Martinez, M. Steyaert, and W. M. C. Sansen, *High-Performance CMOS Continuous-Time Filters*. Springer, 1993.
- [49] B. Razavi, "Design considerations for direct-conversion receivers," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Analog Digit. Signal Process.*, vol. 44, no. 6, pp.428–435, 1997.
- [50] A. A. Abidi, "Direct-conversion radio transceivers for digital communications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 12, pp.1399–1410, Dec. 1995.
- [51] R. Svitek and S. Raman, "DC offsets in direct-conversion receivers: characterization and implications," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 6, no. 3, pp.76–86, 2005.
- [52] S. V. Thyagarajan, S. Pavan, and P. Sankar, "Active-RC filters using the Gm-assisted OTA-RC technique," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.46, no. 7, Jul. 2011.
- [53] H. Amir-Aslanzadeh, E. J. Pankratz, and E. Sanchez-Sinencio, "A 1-V +31 dBm IIP3,

- Reconfigurable, Continuously Tunable, Power-Adjustable Active-RC LPF,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 2, pp.495 –508, Feb. 2009.
- [54] A. Ghaffari, E. Klumperink, and B. Nauta, “8-Path tunable RF notch filters for blocker suppression,” in *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2012 IEEE International*, 2012, pp.76–78.
- [55] S. Youssef, R. Van der Zee, and B. Nauta, “Active feedback receiver with integrated tunable RF channel selectivity, distortion cancelling, 48dB stopband rejection and $>+12\text{dBm}$ wideband IIP3, occupying $<0.06\text{mm}^2$ in 65nm CMOS,” in *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2012 IEEE International*, 2012, pp.166–168.
- [56] D. Murphy, A. Hafez, A. Mirzaei, M. Mikhemar, H. Darabi, M. F. Chang, and A. Abidi, “A blocker-tolerant wideband noise-cancelling receiver with a 2dB noise figure,” in *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2012 IEEE International*, 2012, pp.74–76.

致 谢

研究生三年在复旦的学习，让我收获了更多的知识，结识了更多志同道合的朋友。一路走来，得到了很多的帮助，蒙受了很多的恩惠，也经历了不少成长。在此特表示感谢。首先要感谢的是我的导师唐长文老师。唐老师在学习和科研上的悉心指导以及生活上的关心是催促我认真科研的动力。其次要感谢闵昊老师在学习上的指导和启迪。同时也要感谢大组王俊宇老师，谈熙老师，闫娜老师在学习和科研上的帮助。再次要感谢身边关心和帮助过我的同学朋友。与奉靖皓在项目和学习上的讨论，使我受益很多，平时亦替我代劳诸多琐事。室友代应波不时关心，让冬天的拖鞋和手套成为最暖和的回忆。张义武和万鑫两个陪我一起走过的一年半，让我在路上不觉孤单。卓成飞在电路设计上的配合和帮助才有了这篇论文的结果。感谢 365 实验室刘晓露、吕良剑、刘轰、许建飞、陈勇、王域、韩辉翔、刘力锐、陈焯昕在平时的关心和帮助。刘杰、程涛、褚博、黄求振、刘玉琰、易海东几个师弟给 314 实验室带来了很多欢乐，也让我学会了怎样去当好一个师兄。最后要感谢的是我最亲爱的父母和姐姐，你们默默的支持是我勇往直前的精神支柱！

论文独创性声明

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

作者签名：_____ 日期：_____

论文使用授权声明

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

作者签名：_____ 导师签名：_____ 日期：_____