

学校代码: 10246

学 号: 10210720159

復旦大學

硕士学位论文
(专业学位)

功率检测电路设计

| | |
|-------|------------|
| 院 系: | 信息科学与工程学院 |
| 专 业: | 集成电路工程 |
| 姓 名: | 唐聪 |
| 指导教师: | 唐长文 副教授 |
| 完成日期: | 2012年4月20日 |

目 录

| | |
|------------------------|-----|
| 图目录 | III |
| 表目录 | VI |
| 摘 要 | 1 |
| Abstract | 3 |
| 第一章 概述 | 5 |
| 1.1 研究背景及意义 | 5 |
| 1.2 研究现状 | 5 |
| 1.3 论文主要内容和贡献 | 6 |
| 1.4 论文组织结构 | 7 |
| 第二章 数字自动增益控制简介 | 9 |
| 2.1 零中频接收机自动增益控制 | 9 |
| 2.1.1 自动增益控制基本问题 | 9 |
| 2.1.2 零中频接收机自动增益控制方案简介 | 12 |
| 2.2 自动增益控制算法实现 | 13 |
| 2.3 功率检测电路性能指标 | 14 |
| 第三章 接受信号强度指示电路设计 | 16 |
| 3.1 连续检测结构分析 | 16 |
| 3.2 增益单元及直流消除电路设计 | 18 |
| 3.3 整流器及补偿电路设计 | 27 |
| 3.3.1 整流器工作原理 | 27 |
| 3.3.2 整流器偏差 | 29 |
| 3.3.3 整流器工艺温度特性 | 31 |
| 3.3.4 工艺和温度补偿 | 35 |
| 3.3.5 整流器检测范围及拟合 | 37 |
| 3.4 信号特性分析 | 39 |
| 3.5 电路仿真结果 | 40 |
| 第四章 功率检测电路设计 | 45 |
| 4.1 电路结构分析 | 45 |
| 4.2 数字控制放大器设计 | 46 |
| 4.2.1 放大器增益精度 | 46 |
| 4.2.2 3dB 增益步长 | 47 |
| 4.2.3 频率响应 | 49 |
| 4.3 整流器设计 | 51 |

| | |
|------------------|-----------|
| 4.3.1 半波整流器工作原理 | 51 |
| 4.3.2 误差分析 | 54 |
| 4.3.3 频率特性 | 55 |
| 4.4 运算求差电路设计及其矫正 | 55 |
| 4.4.1 仪表放大器设计 | 55 |
| 4.4.2 失调数字矫正 | 56 |
| 4.4.3 数模转换器设计 | 57 |
| 4.5 信号特性分析 | 60 |
| 4.6 电路仿真结果 | 61 |
| 第五章 总结与展望 | 67 |
| 5.1 总结 | 67 |
| 5.2 展望 | 67 |
| 致谢 | 69 |
| 参考文献 | 71 |

图目录

| | | |
|--------|-------------------|----|
| 图 1-1 | 低噪声放大器增益控制 | 5 |
| 图 1-2 | 连续检测结构框图 | 6 |
| 图 2-1 | 连续检测结构框图 | 9 |
| 图 2-2 | 干扰的两种主要情况 | 10 |
| 图 2-3 | 非线性与噪声特性 | 11 |
| 图 2-4 | 带内信号功率传输特性 | 12 |
| 图 2-5 | 功率检测电路传输特性曲线 | 14 |
| 图 3-1 | 接受信号强度指示电路框图 | 16 |
| 图 3-2 | 限幅器直流传输特性曲线 | 17 |
| 图 3-3 | 信号强度指示电路传输特性曲线 | 18 |
| 图 3-4 | 比例运算放大器 | 18 |
| 图 3-5 | 折叠二极管负载放大器 | 19 |
| 图 3-6 | 源极退化电阻负载放大器 | 20 |
| 图 3-7 | 恒定跨导偏置电路 | 21 |
| 图 3-8 | 典型工艺角仿真结果 | 22 |
| 图 3-9 | 温度扫描仿真结果 | 22 |
| 图 3-10 | 直流消除电路原理 | 23 |
| 图 3-11 | 低通滤波器和跨导级 | 24 |
| 图 3-12 | 电平转换电路 | 24 |
| 图 3-13 | 放大器输出失调电压 | 25 |
| 图 3-14 | 放大器输出失调电压(消除后) | 25 |
| 图 3-15 | 放大器幅频频率曲线 | 26 |
| 图 3-16 | 直流消除环路增益 | 26 |
| 图 3-17 | 非平衡源极耦合对全波整流器 | 27 |
| 图 3-18 | 非平衡对直流传输曲线 | 28 |
| 图 3-19 | 整流器直流传输曲线线性近似 | 28 |
| 图 3-20 | 整流器直流传输特性 | 29 |
| 图 3-21 | 整流器功率检测特性 | 29 |
| 图 3-22 | 传输特性曲线典型变化 | 30 |
| 图 3-23 | 输出参考直线 | 30 |
| 图 3-24 | 非平衡对直流传输特性曲线 | 31 |
| 图 3-25 | 比例 k 对整流器传输曲线影响 | 32 |

| | | |
|--------|------------------|----|
| 图 3-26 | 偏置电流产生电路 | 33 |
| 图 3-27 | 偏置电流和转换电阻的影响 | 33 |
| 图 3-28 | 尺寸对传输特性的影响 | 34 |
| 图 3-29 | 亚阈值效应影响 | 35 |
| 图 3-30 | 恒定过驱动电压电路 | 36 |
| 图 3-31 | 电流求差电路 | 37 |
| 图 3-32 | 整流器曲线拟合 | 38 |
| 图 3-33 | 整流器输出 VP 曲线 | 38 |
| 图 3-34 | RSSI 输出 VP 曲线 | 39 |
| 图 3-35 | 非线性误差特性 | 41 |
| 图 3-36 | RSSI 频率特性 | 41 |
| 图 3-37 | 参考功率温度特性曲线 | 42 |
| 图 3-38 | 补偿后参考功率温度特性曲线 | 42 |
| 图 3-39 | 输入参考功率分布 | 43 |
| 图 3-40 | RSSI 时间相应曲线 | 44 |
| 图 4-1 | 功率检测电路框图 | 45 |
| 图 4-2 | 电路工作原理示意图 | 46 |
| 图 4-3 | 可编程增益放大器 | 46 |
| 图 4-4 | 放大器增益温度特性 | 47 |
| 图 4-5 | 可编程放大器增益步长 | 49 |
| 图 4-6 | 共源共栅放大器寄生模型 | 49 |
| 图 4-7 | 等效电路图 | 50 |
| 图 4-8 | 放大器后仿幅频响应 | 50 |
| 图 4-9 | 半波整流器 | 51 |
| 图 4-10 | 半波整流过程 | 52 |
| 图 4-11 | 半波整流响应曲线 | 53 |
| 图 4-12 | PWD 实际 VP 曲线 | 53 |
| 图 4-13 | 过驱动电压差值补偿 | 54 |
| 图 4-14 | ΔV 温度变化特 | 54 |
| 图 4-15 | 仪表放大器 | 56 |
| 图 4-16 | 电流型数模转换器(6bit) | 58 |
| 图 4-17 | DAC 微分非线性 | 59 |
| 图 4-18 | DNL 分布情况 | 60 |
| 图 4-19 | 功率检测器 VP 曲线 | 61 |
| 图 4-20 | PWD 频率特性 | 62 |
| 图 4-21 | 参考功率温度特性曲线 | 62 |

| | | |
|--------|------------|----|
| 图 4-22 | 二分法直流失调校正 | 63 |
| 图 4-23 | 输入参考功率分布 | 64 |
| 图 4-24 | PWD 时间响应曲线 | 64 |

表目录

| | | |
|-------|--------------------------|----|
| 表 3-1 | 放大器幅频响应和输出失调特性 | 24 |
| 表 3-2 | 过驱动电压 | 36 |
| 表 3-3 | 参考功率工艺角仿真结果 | 43 |
| 表 3-4 | RSSI 性能仿真结果 | 44 |
| 表 4-1 | 最高增益典型工艺角仿真结果 | 47 |
| 表 4-2 | ΔV 工艺角仿真结果 | 55 |
| 表 4-3 | 参考功率工艺角仿真结果 | 63 |
| 表 4-4 | PWD 性能总结 | 65 |

摘 要

现代数字电视调谐器广泛集成自动增益控制模块以扩大调谐器接受信号动态范围。数字自动增益控制由于不会引入额外噪声，控制算法灵活等优点得到越来越广泛的研究和应用。

本文主要工作是针对零中频数字调谐器中数字自动增益控制应用要求，设计了一种低频接受信号强度指示电路和一款射频功率检测电路。

首先，简要介绍了调谐器自动增益控制的基础知识，包括干扰分析和接管点等，并概述零中频接收机中一种数字自动增益控制方案。同时结合自动增益控制的应用背景给出功率检测电路的性能参数。

其次，设计了一种低频接受信号强度指示电路。主要回顾连续检测结构的工作原理，分析电路中放大器和整流器的输出误差，根据理论分析结果设计补偿电路，并对器件失配做出优化。本次设计得到斜率为 38.8mv/dbm 的功率检查曲线，建立时间小于 130us ，检测范围为 $-20\text{dBm}\sim 3\text{dBm}$ ，频率范围为 $1\text{KHz}\sim 20\text{MHz}$ ，功耗为 2mw 。

最后，设计一款射频功率检测电路。论文应用了一种单端数字功率检测结构，主要分析探讨了电路的工作原理，频率特性，检测误差等方面，并且采用二分法矫正输出直流失调。本次设计结果：频率范围为 $50\text{M}\sim 860\text{M}$ ， 100us 建立时间，检测范围为 $-26\text{dBm}\sim -14\text{dBm}$ ，功耗 3.8mw 。

本文所涉及功率检测电路均在TSMC0.18工艺下完成仿真设计。

关键词：数字电视调谐器、数字自动增益控制、接受信号强度指示器、射频功率检测器、工艺温度补偿、直流失调矫正

中图分类号： TN432

Abstract

In order to expand received signal dynamic range, automatic gain control modules are widely integrated in modern digital TV tuners. Because of the advantages of not introducing additional noise and flexible control algorithm, the programmable automatic gain control (PGC) is getting more and more research and application.

This mainly work of this dissertation is design a low frequency received signal strength indicator (RSSI) and a radio frequency power detector (PWD), applying to PGC in the tuner with zero IF architecture.

First, the basic knowledge of PGC is introduced briefly, including analysis of interference and take-over points, etc, an overview of a PGC scheme applying to zero IF receiver is also introduced. The circuit performance parameters of RSSI and PWD are given in terms of PGC application.

Second, the design of RSSI is presented. The principle of successive detection architecture is reviewed; output errors of the amplifier and rectifier are discussed in detail. According to the theoretical analysis, compensation circuits are designed and the performance of device match is also optimized. In this design, the slop of RSSI is 38.8mv/dbm with 150us settle time, detection range is -20dbm~3dbm, the effective frequency range can reach 20MHz, the power is 2mw.

Finally, the design power detector circuit is introduced. A single ended digital control power detection structure is used. The principle of this architecture, frequency characteristics and detection error is analyzed. The bisection technique is used to calibrate output DC offset. In this work, the frequency band is 50M~860M with -26dBm~-14dBm detection range, the settle time is 100us, the total power is 3.8mw.

All the circuits in this work are designed under TSMC0.18 process.

Keywords: Digital TV tuner, PGC, RSSI, Power detector, corner and temperature Compensation, DC offset calibration

Classification Code: TN432

第一章 概述

1.1 研究背景及意义

现有的数字电视地面传输标准规定了射频电视调谐器(接收机)能够在很大的输入信号动态范围内正常工作,保证数字解调需求的信噪比(*SNR*),如CMMB标准的U波段信号: $-95\text{dBm} \sim -10\text{dBm}$, DVB-T信号: $-90\text{dBm} \sim -20\text{dBm}$ 。调谐器同时还应满足最终输入到基带模数转换器(BBADC)的信号强度达到其最优输入功率,此时才能保证引入较小的量化噪声。因此要求调谐器能够根据信号强度合理设定增益[1]。调谐器广泛地集成数字自动增益控制(AGC)功能以满足上述要求。

调谐器中往往有多个增益控制模块,图1-1显示了射频前端可变增益低噪声放大器(VGLNA)增益控制框图。增益调整的目标是LNA输出信号的强度达到预设值。框图中检测信号强度的电路Power Detector(PWD)设计就是本文要研究的主要内容之一。类似的,整个调谐器实现不同模块的AGC,均需要能够检测信号强度的电路。本文研究的低中频信号强度指示电路(IF RSSI)和射频功率监测电路(RF PWD)就是此类电路。

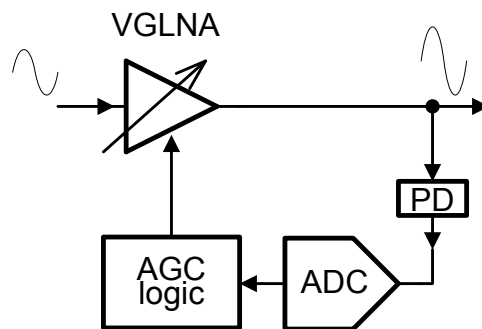


图 1-1 低噪声放大器增益控制

1.2 研究现状

信号强度检测电路有峰值检测和功率检测两种。如果调制信号如 OFDM 信号存在较大均峰比问题[2],需要对检测方式做出评判。本文主要根据基于信号功率的 AGC 方式设计信号功率检测电路。通常功率型 AGC 可以保证信号解调的 *SNR*,但均峰比较大时,电路容易饱和。CMOS 工艺下,功率检测电路比较广泛采用连续检测(分段线性)结构[3][4][5],如图 1-2 所示,已有的文献详细讨论了输入-输出曲线即输入功率(dBm)-输出电压(v)曲线的非线性误差[4][6];工作原理上有基于限幅放大器(Amp),有基于整流器(rectifier)限幅;对工艺、温度、器件失配对精度的影响以及带宽限制主要集中于对放大器分析,缺少对非线性很强的

整流器分析；对于整流器有电流模式和电压模式的设计方案；连续检测结构响应输入信号特征是有依赖性的，文献中主要利用正弦信号作为测试信号，未对其他形式信号做分析讨论。

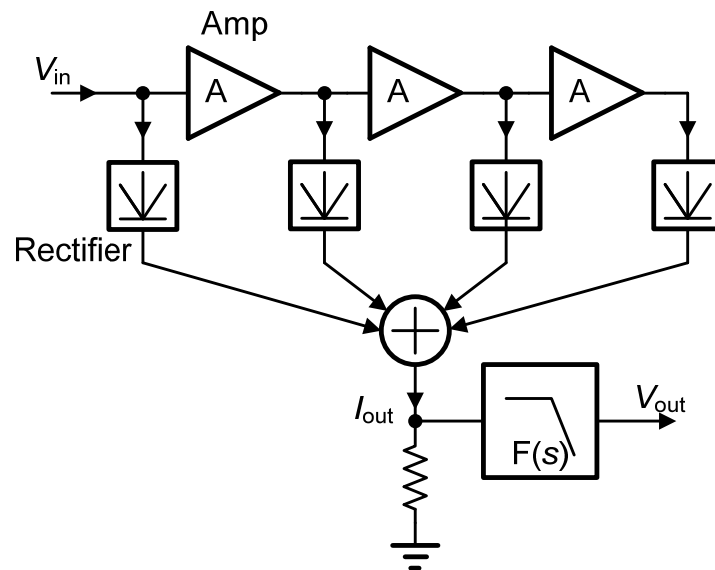


图 1-2 连续检测结构框图

1.3 论文主要内容和贡献

本论文针对CMOS全集成零中频射频电视调谐器芯片数字自动增益控制应用，详细分析和设计了低中频信号强度检测器(RSSI)和射频功率检测器(PWD)。论文主要内容和贡献如下：

第一，简介零中频接收机数字自动增益控制方案及可行的实现算法。据此给出功率检测电路性能指标意义。

第二，利用拟合方法设计全差分连续检测结构RSSI，对广泛应用的CMOS非平衡源极耦合对全波整流器做较详尽分析研究，提出一种简化的传输特性分析模型，据此分析整流器的精度，给出补偿电路设计。另外，对整流器器件失配和带宽限制之间的关系做了分析优化。

第三，结合数字AGC应用，设计了50M~860M带宽的单端输入功率检测电路(PWD)。由于射频部分结构简单，频率特性较好。分析其中较为广泛应用半波整流器结构的精度问题，给出温度补偿设计。针对整流器和比例放大器存在的严重失配问题，给出矫正电路设计。

第四，在TSMC0.18工艺下，完成电路图版图设计。对整个设计做较为全面的仿真验证。

1.4 论文组织结构

本论文根据 CMOS 全集成直接变频结构数字电视调谐器数字功率型自动增益控制需求，设计了不同应用条件和性能要求的功率检测电路，并简要介绍了 AGC 的相关内容。本论文具体结构如下：

第二章简介零中频接收机增益控制的一种方案及其意义，同时介绍可行的数字算法实现。由此引入功率检测电路的性能参数和设计指标。

第三章介绍低中频 RSSI 电路设计。设计采用了连续检测结构，给出系统设计方法。较为详细分析了电路各个单元对检测精度影响。针对工艺、温度、器件失配问题做了补偿优化。最后讨论了电路对信号特性的依赖性。

第四章介绍射频 PWD 电路设计。充分利用数字自动增益控制应用条件，采用数字控制预放大器加整流器结构，实现了射频宽带功率检测电路设计。文中同样分析了电路各单元对检测精度的影响。文中对直流失调问题采用 6bit DAC 做预矫正。在 spectre 仿真环境下，实现直流失调预矫正后性能仿真。

第五章对本文的分析设计做总结，给出存在的问题，对将来的工作做展望。

第二章 数字自动增益控制简介

2.1 零中频接收机自动增益控制

接收机的设计往往要在噪声-非线性-功耗之间做折中。同时考虑噪声，非线性引入的杂散分量，可以引入信号噪声失真比(SNDR)，用做描述接收机中信号质量的指标[7]。这样，使接收机每一模块输出趋向最大的 SNDR 可以成为自动增益控制的目标。以零中频接收机为例，也是本文设计的应用构架，来简介这一自动增益控制方案。为简化，

图 2-1 为零中频接收机单一支路框图(通常为 I/Q 两路)，同时包含了功率检测电路。

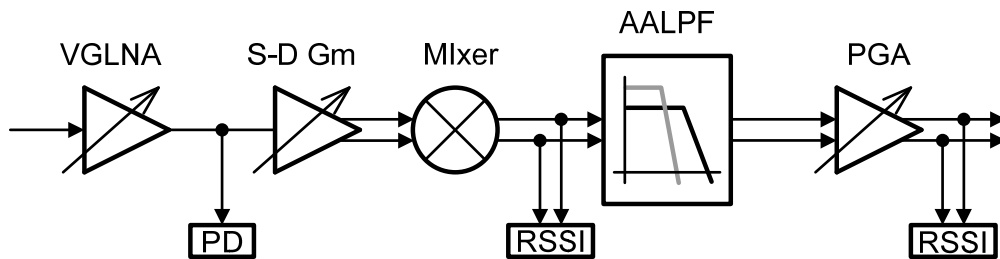


图 2-1 连续检测结构框图

2.1.1 自动增益控制基本问题

最大化 SNDR 为目标设计自动增益控制接收机系统时需考虑如下基本问题：带内、带外干扰强弱，接管点如何设定，可变增益模块设计时线性度和噪声系数如何随增益变化。

a) 带内、带外干扰

非线性对信号引入的干扰主要考虑带内及带外干扰[1]。带内干扰指的是接受频道内各子带间交调产生的杂散分量；带外干扰指接受频道外不同频道间交调产生的杂散分量，也即为邻道干扰。带内干扰主要考虑复合三阶差拍(CTBs)失真[7]，带外干扰主要考虑三阶交调量(IM3)[8]，图 2-2 显示了两种干扰的产生。

自动增益控制设计时要适宜地考虑两种杂散分量的强弱。对于射频前端(LNA, Mixer)整个信道内的信号均作为输入，此时有可能带内干扰占主导，也有可能带外干扰占主导，为理论计算杂散强度，应该根据信号特征和应用环境作出评判。如果不考虑实际应用条件，相同输入功率下，在最坏情形下，CTBs 功率要大于 IM3 功率。

对于

图 2-1 所示零中频结构，信号混频输出后，由于混频器 3dB 带宽为 10M 左

右，带外干扰被抑制，此时混频器之后的模拟部分的杂散分量可以认为只存在带内干扰。功率检测电路带宽以及增益控制的一些理论计算设计考虑也就依据干扰的特点给出。在

图 2-1 中，要求 PWD 可以检测输入信号总带宽内的信号，要求 RSSI 可以检测单一频道内功率即可。

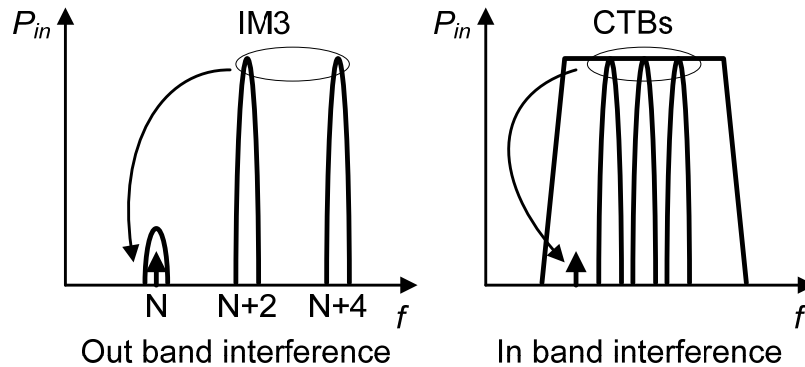


图 2-2 干扰的两种主要情况

b) 接管点(take-over point)

对于接收机中可变增益模块如VGLNA，自动增益控制工作的基本结果是使得其输出维持在一个恒定的功率值。也就是说当输入功率较小时，增益提高，输入功率较大时，减小增益，甚至衰减。在这一过程中增益开始减小的输入功率值称为接管点(P_{top})，此时输出恒定的功率值为目标功率。

对于给定的模块，如果输入噪声不变，则存在最优输入功率使得其输出 $SNDR$ 最大[7]。以带外干扰为例，如果输入干扰强度很大，考虑最坏情形，在 DVB-T 协议中，带外干扰强度高于带内信号 45dB，最小输入信号功率 -90dBm。此时可以认为总输入功率 P_{in} 与干扰信号功率相等，不影响 IM3 计算。另外当信号足够大时，带内信号变化率与输入信号变化率一致[1]。用公式表示为：

$$P_{sig} = \begin{cases} P_{in} - 48 & (P_{in} \geq -42\text{dBm}) \\ -90 & (P_{in} < -42\text{dBm}) \end{cases} \quad (2.1)$$

图2-3显示输出信号中带内信号 P_{sig} 、IM3、噪声随输入信号增大的变化情况。设 IM3 与噪底相等的输入功率为 P_{top} 。当输入功率小于 P_{top} 时，干扰以噪声为主，噪声保持不变；当输入功率超过 P_{top} 时干扰以 IM3 为主，IM3 以三次方形式增长。图中表明当输入功率为 P_{top} 时，可以获得最大的 $SNDR$ 。对于带内干扰很强时也作类似的分析。

根据上述分析，自动增益模块设定其目标功率为后级模块最优输入功率，可以使得后级模块得到最大 $SNDR$ 。这时可变增益模块的输入为最优接管点。根据这一原则，可以得出接收机链路中关键节点处的接管点。

功率检测电路设计的精度要求也就是接管点精度的要求，如果设计能够在 PVT 变化及失配等因素影响下得到足够的精度，由以上最优接管点的分析，自动增益控制的结果就能得到足够高的 SNDR。

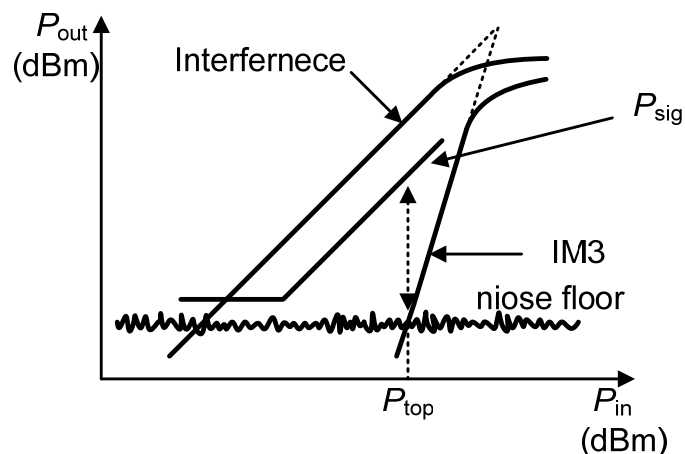


图 2-3 非线性与噪声特性

c) 可变增益模块线性度(IIP_3), 噪声系数(NF)

在接管点设定的讨论中，曾假定模块输入噪声不变(主要包括前级的输出噪声和杂散分量)。可变增益模块在设计时，应能保证增益调整时其 SNDR 不降低。这样当自动增益工作时，可变增益模块输出稳定在目标功率附近，再由 SNDR 不降低，最坏情形下可以认为输出噪声不变。

为满足上述设计要求，可以导出可变增益模块 NF, IIP_3 随增益变化的临界线。即 P_{out} 为常数，SNDR 保持不变时，两者与增益的函数关系。以带内干扰为例，可做如下推导[7]:

对于 VGLNA，在输入阻抗匹配情形下噪声输出功率：

$$P_n = NF \cdot KT \cdot B \quad (2.2)$$

IM3 功率：

$$P_{IM3} = \frac{3}{2} \cdot \frac{P_{in}^3}{P_{IIP3}^2} \quad (2.3)$$

则信号噪声失真比为：

$$R = \frac{P_{in}}{P_n + P_{IM3}} = \frac{P_{in}}{NF \cdot KT \cdot B + \frac{3}{2} \cdot \frac{P_{in}^3}{P_{IIP3}^2}} = \frac{P_{out}}{NF \cdot G^2 \cdot KT \cdot B + \frac{3}{2} \cdot \frac{P_{out}^3}{(P_{IIP3} \cdot G^2)^2}} \quad (2.4)$$

公式(2.4)表明如果 SNDR 不变，只需满足 $NF \cdot G^2$ ， $P_{IIP3} \cdot G^2$ 不变即可。也就是说 SNDR 不降低的临界条件为 NF, P_{IIP3} 均与增益平方成反比。

上述描述对于 VGLNA 是容易满足的，但是级联可变增益模块后 NF 与级联增益成反比就很难实现。这是因为接收机系统的 NF 主要取决于 LNA。这样，对

于 LNA 之后的自动增益环路，增益控制时就要考虑输出噪声功率随增益的调整而变化的特性。

在

图 2-1 所示的增益控制控制方案中，Mixer 设计了增益模式。LNA 与 Mixer 级联输出总噪声可表示为：

$$P_{o,n} + P_{OIM3} = NF \cdot G^2 \cdot KT \cdot B + \frac{3}{2} \cdot \frac{P_{out}^3}{(P_{IIP3} \cdot G^2)^2} \quad (2.5)$$

$$G = G_{LNA} \cdot G_{Mixer} \quad (2.6)$$

Mixer 输入功率恒定在最优接管点附近，VGLNA 增益 G_{LNA} 不变，此时 NF 随 G_{Mixer} 变化较小，近似认为 NF 不变； P_{IIP3} 主要取决于 Mixer，Mixer 设计时可以实现 P_{IIP3} 与 G_{Mixer} 的平方成反比。

Mixer 之后主要考虑带内干扰。图 2-4 给出模拟部分带内信号各分量功率传输曲线。其中 noise floor 为 LPF 和 PGA 的输出噪声，由于模拟部分输入功率变化意味着 Mixer 在做增益调整，由 Mixer 输出总噪声对其增益的变化的依赖关系可以得到，模拟部分总的输出噪声可由图中曲线 noise and IM3 表示。图 2-4 表明了输入功率在 P_{top} 处可以得到最大的 SNDR。

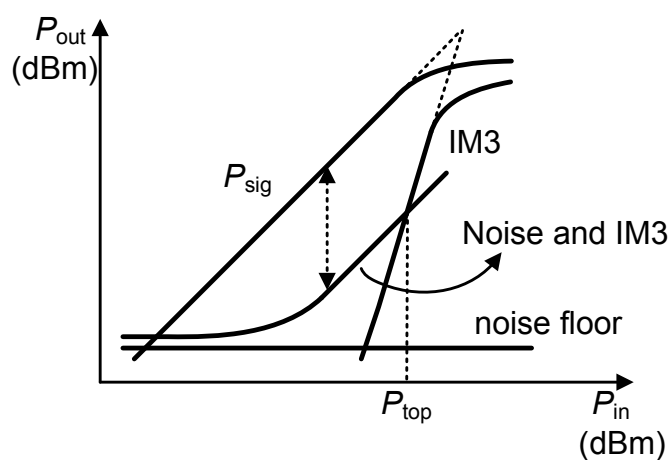


图 2-4 带内信号功率传输特性

2.1.2 零中频接收机自动增益控制方案简介

上一小节讨论了自动增益控制设计的基本问题，根据这些基本问题，

图 2-1 显示了一种零中频接收机自动增益控制的一种实现方法。

首先由于邻道干扰的存在，以及带内信号自身的交调，Mixer 的线性度在射频部分是影响 SNDR 关键的限制因素。因此需要对 Mixer 的输入功率做自动调整。此时，设计 VGLNA 和 PWD 构成第一个自动增益控制环路，用作保护 Mixer。

对于有 LPF 和 PGA 构成的低频模拟部分，如果输入信号邻道干扰很强，经过

Mixer后，输出为频道内的信号，带外干扰得到抑制，输出信号就会很弱。此时低频模拟部分的噪声会对SNR产生较大影响。因此Mixer需要引入增益模式，并且合理设计噪声系数、线性度与增益关系。Mixer与低频RSSI构成第二个增益控制环路，同时增益调整时不影响Mixer输出的SNDR。这样Mixer后的RSSI目的主要是检测邻道干扰很强的情况，通过调整Mixer增益模式就可以使得低频模拟部分输出较高的SNDR。

由于PGA的输出功率要满足ADC的性能要求，所以引入可变增益LPF与PGA，利用低频RSSI检测PGA输出，实现第三个自动增益控制环路。增益调整过程分两步，首先调整LPF，以较大增益步长变化，然后调整PGA，以较小增益步长变化。最后输出ADC要求的功率大小。PGA的整个增益范围应略大于LPF的增益步长。

增益调整过程快慢取决于功率检测电路对功率变化的响应时间。由于输入信号存在均峰比问题，检测电路的响应时间与输出纹波大小需要折中。根据不同环路的调整的精度要求，做出合理的设计方案。PGA的输出要求输出纹波很小，在增益调整的最后利用数字算法依次添加不同大小的片外电容，实现稳定功率检测电路的输出，也就是稳定增益调整过程。

整个增益控制过程从第一个环路到第三个环路依次调整，最后每个环路达到设定的目标功率。

2.2 自动增益控制算法实现

全数字自动增益控制算法可以有直接计算目标功率所需增益以及反馈环路搜索两种方案[7]。直接计算增益有两种情况，其一，检测可变增益模块输入功率；其二，检测可变增益模块输出功率。两种情形均可得到所需增益。此时增益调整速度快，要求功率检测电路与信号的动态范围大小一致，并且对模块增益的设计也提出较高要求，设计难度较大。而在反馈环路搜索法中，需要检测可变增益模块输出功率，然后二分法或单步调整增益逐步逼近目标功率。此种算法调整增益根据输出功率是否达到设定的目标功率，因此不需要功率检测电路有较大动态范围，只需准确知道输出功率即可，设计相对简单，但是调整的时间较长。本文结合反馈环路搜索法的作相关设计。

数字自动增益控制[7]中，可变增益模块增益是离散的，这样输出功率只能以增益台阶的方式变化。最小增益步长定义为锁定区间，它给出了增益控制后输出功率偏移目标功率的最大可能值。锁定区间大小是数字增益控制固有的系统误差。在搜索算法中，算法终止的标志是输出功率进入了人为设定的包含目标功率的区间中，此区间称为目标区间。为保证输出功率能进入目标区间，目标区间应设置为大于锁定区间。功率检测电路输出纹波及精度的设计要参考锁定区间和目

标区间合理给定。

增益控制数字算法的实现根据功率检测电路给出的电压信号给出控制编码。这一过程涉及到如何判断电压信号代表的输入功率值。最简单的方法是，功率检测电路输入信号功率与输出电压成线性关系，那么寄存器中只需记录一个参考点和斜率就可以通过计算给出电压与输入功率的对应关系。但数字自动增益控制也不必限制输入输出为线性，本文中 PWD 电路就是非线性的，算法设计时，采用查表法找到输入输出对应关系。

在实际设计中考虑到功耗、面积、带宽、精度等问题时，完全采用模拟的设计方法会存在较大难度。如果能适宜利用数字控制功率检测电路，通过对算法增加一些复杂度，降低完全模拟设计的难度。在本文设计中考虑到算法的可实现性，功率检测电路加入数字逻辑控制增益单元，最终得到输入输出曲线为折线。电路在功耗、面积、带宽、精度等方面有较好的性能，大大降低了设计的复杂度。

2.3 功率检测电路性能指标

功率检测电路的传输曲线为输入功率与输出电压的关系曲线如图 2-5 所示，称其为 VP 曲线。结合此图，给出功率检测电路的性能指标。

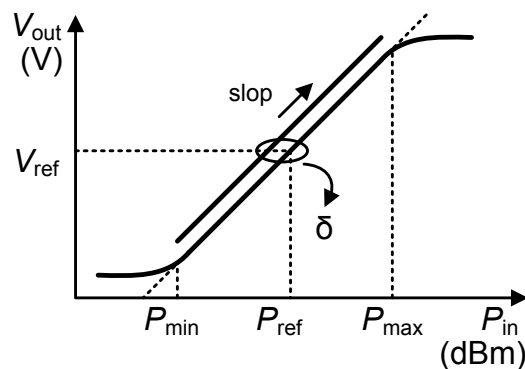


图 2-5 功率检测电路传输特性曲线

非线性误差：电路设计实现时，VP 曲线在功率较大或较小时均会出现饱和特性，另外曲线本身仅是对线性函数的近似。如果增益控制算法依据线性 VP 曲线给出，曲线的非线性就需要量化。非线性误差定义为给定输出电压，实际 VP 曲线偏移理想线性 VP 的量。理想 VP 曲线过实际曲线的参考点，斜率为此点的导数。

偏移量：电路实现时，工艺、温度、电源等条件的变化以及器件失配均会使 VP 曲线发生移动，往往表现为平移，此时用参考功率点的偏移量来表征。偏移量定义为给定输出参考电压，输入功率对理想输入功率的差值。如图 2-5 所示，参数 δ 即为定义的偏移量。

非线性误差和曲线偏移量共同构成了功率检测电路的精度量化参数。如果自

动增益控制算法没有采用基于线性 VP 曲线的算法，就不需考虑非线性误差。比如本文设计的 PWD 电路就没有考虑非线性误差。RSSI 电路需要同时考虑以上两个精度参数。

带宽：利用正弦波作为输入信号，VP 曲线随频率变化对理想曲线发生平移。参考点功率的偏移量即为带宽的限制。图 2-5 中的 δ 也可以表征频率对输出曲线的影响。

输入动态范围：如果算法要求 VP 曲线为线性关系，实际曲线在功率较大时发生饱和，最大输入功率定义为，随着输出电压变化，实际输入功率由于曲线饱和，对理想输入功率开始偏移一定量时的值。最小输入功率可做类似的定义。

建立时间：功率检测电路采用 RC 滤波得到直流电压来表征输入功率大小。这时输入功率变化，直流输出会有延时。建立时间定义为输入功率切换输出电压距离理想输出直流电压小于一定量时(根据电压偏差转换为功率偏差取值)最小时间。

第三章 接受信号强度指示电路设计

本章介绍低频接受信号强度指示电路(RSSI)设计。给出连续检测结构的系统分析和各个子电路模块的设计。主要分析探讨了放大器，整流器在不同 PVT 条件和器件失配等因素影响下的传输特性的偏差。据此作相应的补偿和优化，使得 RSSI 得到足够的精度[9]。另外不同形式的输入信号在相同平方功率下连续检测结构会得到不同的响应电平，本章比较了正弦波和双音信号的输出响应。最后给出 RSSI 相关设计仿真结果。

3.1 连续检测结构分析

在第一章中图 1-2 给出连续检测结构的系统框图，考虑到工艺，温度的变化以及增益控制需要，本章设计给出了补偿电路，直流消除电路，前置数字控制衰减器。图 3-1 给出本章设计的完整结构框图。其中 I_{dcos} 用来补偿整流器偏差。

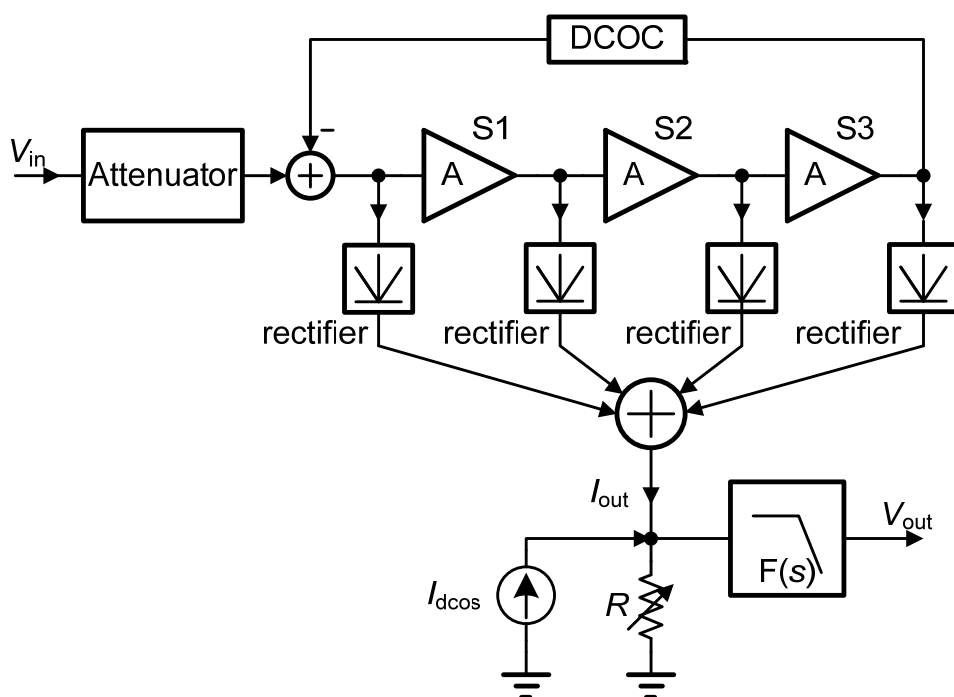


图 3-1 接受信号强度指示电路框图

在很多文献中对连续检测结构如何实现输入输出半对数线性做了系统分析[4][10]，并给出最大非线性误差公式。基本思路可以陈述如下：

1. 连续检测结构输出由 N 个整流器输出电流相加得到，可以看作 N 条独立的信号传输路径输出相加，放大器做复用。
2. 传输特性线性近似。图 3-1 中，无论是放大器还是整流器在输入信号较大时输出均会被限幅。将两者的限幅特性等效到放大器，在图 3-1 中，放大器替换为

限幅器，整流器为理想整流器。限幅器的传输曲线如图 3-2 所示。图中 V_{in} 指输入信号的有效值，而 V_{out} 指信号经跨导为 1 的理想整流器且滤波后的输出直流电压， A 指放大器的直流增益。图中虚线是对传输特性的线性近似。

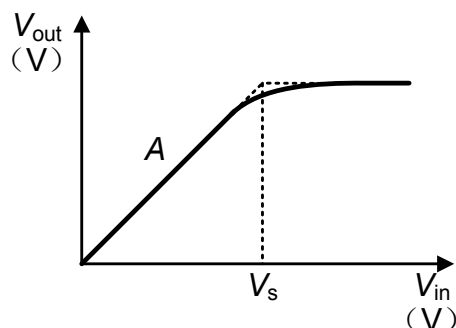


图 3-2 限幅器直流传输特性曲线

3. 饱和点对数分布。随着输入信号增大，级联限幅器从最后一级到第一级依次饱和。而相邻两级输入饱和电压相差 A 倍，对应 RSSI 输出之差可以近似正比于图 3-2 中的饱和输出电压。满足上述关系的饱和点输入输出关系恰好分布在一条对数曲线上。此对数曲线即为参考对数曲线。

4. 分段线性近似。对于相邻级饱和点之间的输入电压，RSSI 的输入输出关系可用两端饱和点之间的直线表示。这样连续检测结构的输出就是对数输出特性的分段线性近似。此时可以求出最大非线性误差。

在本章的设计中，放大器仅用作放大信号，而整流器用作对信号的限幅。RSSI 对数线性传输曲线通过合理调整放大器增益，通过拟合每条信号支路输出得到。图 3-3 给出了四级整流器输出相加拟合得到的 RSSI 检测曲线。

图 3-3 中，最右端单条曲线表示整流器的功率检测特性，特点是信号无论在较大还是较小时传输曲线都会饱和，且两端的饱和特性具有互补特性，即曲线平移相加，可以互补得到直线特性。如果整流器前置固定增益放大器，传输曲线就会向较小功率平移，平移量为放大器增益(dB)。平移量随前置放大级联的级数增加而累加，如图 3-3 所示。相反，如果前置衰减网络，整流器传输曲线就会向输出功率较大方向平移一个衰减量。本次设计中采用了 6dB 步长的数字控制电阻衰减网络。

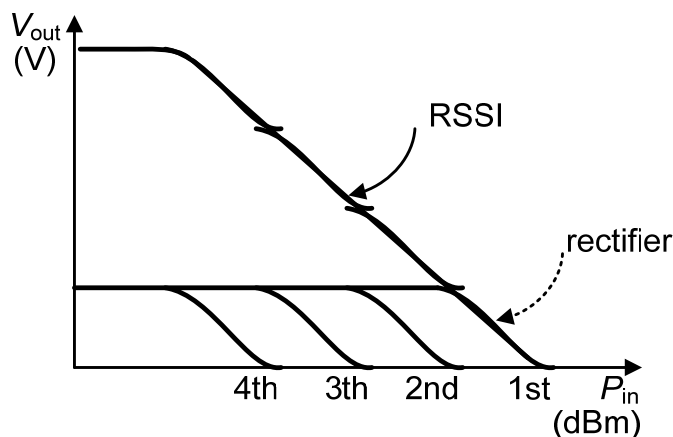


图 3-3 信号强度指示电路传输特性曲线

3.2 增益单元及直流消除电路设计

增益单元的选择主要在面积，功耗，带宽，增益精度等几个方面做评估。可以采用的方案有运算放大器，折叠二极管负载放大器，电阻负载放大器等。通过分析比较以上三种方案，最后采用自偏置源级退化的电阻负载放大器。以下比较三种结构的不同。

运算放大器：图 3-4 表示常用的比例运算放大器结构，增益为两个电阻的比值，增益精度很高。由于连续检测结构需要多级放大器级联，面积，功耗会很大，不易采取这样复杂结构。

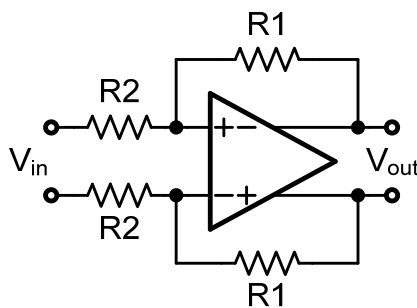


图 3-4 比例运算放大器

折叠二极管负载放大器：图 3-5 给出文献中多提到的结构[3][5]。如果 M1 与 M5 均偏置在平方率区，则增益为：

$$A = \frac{g_{m1}}{g_{m5}} = \frac{\sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_1 \cdot I_{D1}}}{\sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_5 \cdot I_{D5}}} \quad (3.1)$$

式(3.1)中尺寸比与偏置电流比均与工艺、温度无关，可以得到较高的精度。实际设计时会有以下几个问题：

1. 放大器在应用时是直接耦合的，简单分析可知偏置电流管 M7 的漏源电压为 M5 与 M1 管过驱动电压之差。考虑到电流镜偏置的匹配和面积，通常设置 M7 的过驱动电压不小于 150mv，也就是说 M1 的过驱动电压要至少小于 M5 的过驱动电压 150mv；另外，为保证输入信号较大时输入管不进入线性区，应使得 M3、M7、M4 的电流相等，这样如果再次假设 M1 与 M5 均在平方律区则 M5 的过驱动电压应是 M1 管的增益倍。所以 M1 与 M5 很难同时位于平方律区。此时如果 M1 过驱动电压大于 100mv 则 M5 速度饱和就很严重，如果 M5 过驱动电压在 200mv 左右则 M1 反型较弱。也就是说 M1 与 M5 很难做到随工艺温度变化一致，精度有限。

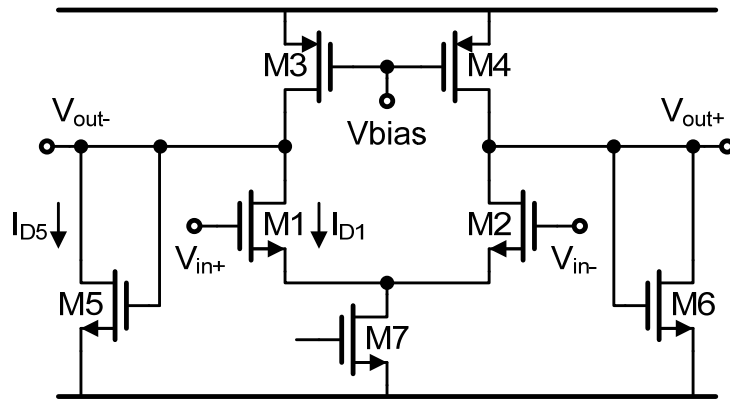


图 3-5 折叠二极管负载放大器

2. 从匹配的角度来看，M7 偏置电流要得到较高精度，同时 M3，M4 电流也要得到较高精度，两个随机参数，增益因偏置电流失配变化相对较大。另外要得到较大增益 M1 管尺寸往往要远大于 M5 管尺寸，这样两者较难匹配。无论是增益还是直流失配都较为严重。

3. 同时该电路无任何反馈机制，增益变化系数为 M1 与 M5 跨导变化系数之和。

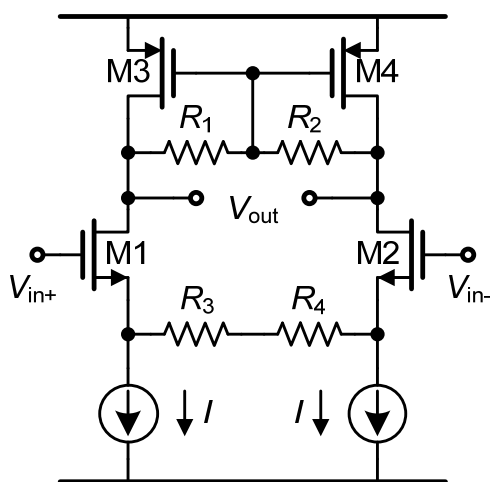


图 3-6 源极退化电阻负载放大器

源极退化电阻负载放大器：图 3-6 显示了此种放大器原理图，增益公式如下：

$$A = \frac{g_m R_1}{1 + g_m R_3} = \frac{g_m R_3}{1 + g_m R_3} \cdot \frac{R_1}{R_3} \quad (3.2)$$

上式表明随工艺温度可变的是 $g_m R_3$ 。如果 $g_m R_3 \gg 1$ ，增益就可以简化为 R_1 与 R_3 的比值。但是实际设计时，此时往往要求 R_3 值会较大，这样 R_1 的值也会较大，此时一方面 MOS 管的沟道长度效应会变得显著影响精度，另一方面电路带宽也会显著下降。所以 $g_m R_3 \gg 1$ 的条件往往较难满足。但是考虑到即便是较小的 $g_m R_3$ ，由于源极负反馈电阻的作用，降低了对 $g_m R_3$ 的变化系数(温度系数或工艺变化系数)的要求。设 α 为 $g_m R_3$ 变化系数，则有：

$$d\left(\frac{g_m R_3}{1 + g_m R_3}\right) = \frac{g_m R_3}{(1 + g_m R_3)^2} \cdot \frac{d(g_m R_3)}{g_m R_3} = \frac{g_m R_3}{(1 + g_m R_3)^2} \cdot \alpha \quad (3.3)$$

$$y = \frac{g_m R_3}{1 + g_m R_3}$$

$$\frac{dy}{y} = \frac{1}{1 + g_m R_3} \cdot \alpha \quad (3.4)$$

下面主要分析 α 的特点。考虑对 $g_m R_3$ 做补偿，降低 α 。恒定跨导电路可以对变化系数进行较好地补偿。图 3-7 给出了此电路的原理图[11]。

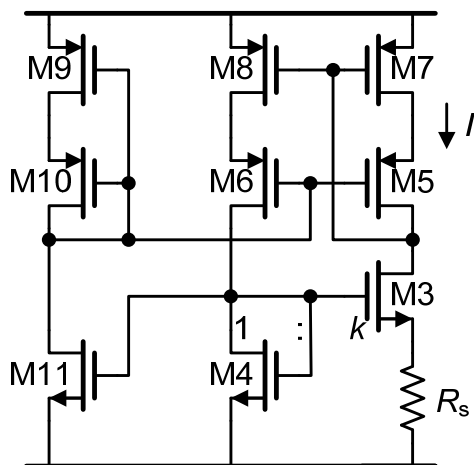


图 3-7 恒定跨导偏置电路

图中 M8 与 M7 尺寸相同。假设图 3-6 中 M1，图 3-7 中 M4 与 M3 的电流公式可用平方律描述，设 $\beta = \frac{1}{2} \cdot \frac{W}{L} u_n C_{ox}$ 可以得到如下推导：

$$I = \frac{1}{\beta_4 R_s^2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{k}}\right)^2$$

$$g_{m3} R_s = \sqrt{4I\beta_4} R_s = 2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{k}}\right) \quad (3.5)$$

公式(3.5)表明恒定跨导电路可以得到跨导电阻积为常数的偏置电路。用 N 倍的电流偏置放大器，同时将 $g_m R_3$ 表示为：

$$g_m R_3 = g_{m3} R_s \cdot \frac{g_m}{g_{m3}} \cdot \frac{R_3}{R_s} = 2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{k}}\right) \cdot \frac{\sqrt{N\beta_1}}{\sqrt{\beta_4}} \cdot \frac{R_3}{R_s} \quad (3.6)$$

公式(3.6)给出 $g_m R_3$ 的变化系数 α 为 $g_{m3} R_s$ ， $\frac{g_m}{g_{m3}}$ 和 $\frac{R_3}{R_s}$ 变化系数之和，同时表明在理想的平方律电流关系下 $g_m R_3$ 与工艺温度没有关系。

实际设计时，同样会遇到管子较难偏置在平方律区的问题。图 3-6 中 M1 管与图 3-7 中的 M3 管设计时尽量匹配。这样可以保证两跨导比的变化系数较小。为得到足够大的跨导，放大器输入管 M1 管偏置在中度反型区，这样偏置电路中 M3 管也工作在中度反型区。在图 3-7 中取 $k = 4$ ，M4 管通常可以工作在平方律区。可以通过仿真确定以上各参数的变化系数。

图 3-8 给出了常温下几个典型工艺角的仿真结果(包括通过 ocean 脚本仿真得出的最差工艺角)。图中纵轴为 NMOS 与电阻工艺角组合，图 3-9 给出以上几个工艺角条件下温度扫描的仿真结果。仿真结果表明，放大器增益因工艺角产生的偏差最大为 0.13dB 左右，并且在 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ 温度范围内产生的误差不超过 0.1dB。

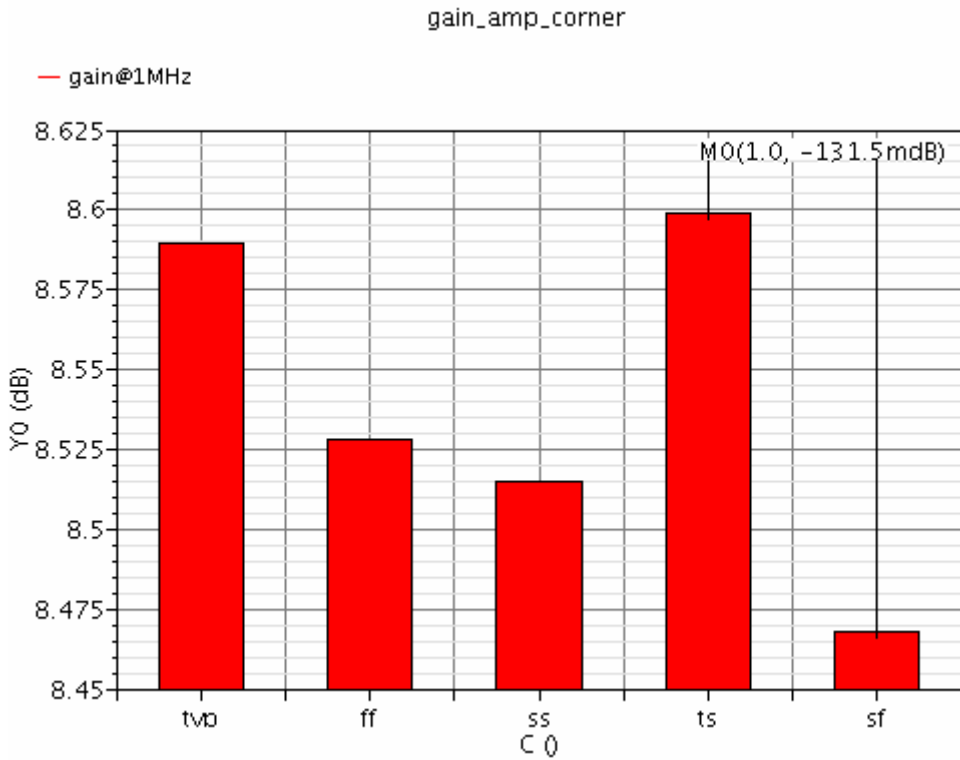


图 3-8 典型工艺角仿真结果

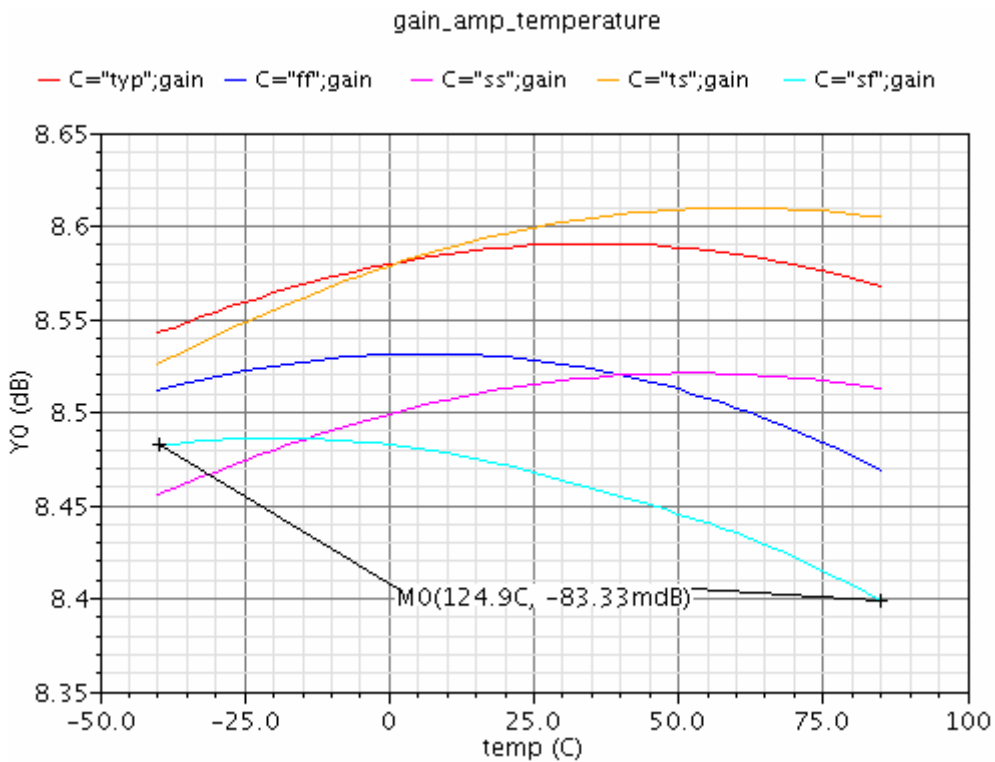


图 3-9 温度扫描仿真结果

从器件失配影响上看，图 3-6 中，主要是输入管匹配、电阻匹配、偏置电流镜匹配相对于图 3-5 中的设计可以做到更小的直流失配和增益误差。偏置电路

中 M3 与 M4 的尺寸比为 4:1，两者差异较小，取合适的面积是可以得到足够的精度。但是图 3-6 中 R_3 与图 3-7 中 R_s 的匹配会与版图中的距离有关，设计时应注意。源极反馈的电阻负载放大器在匹配设计上较图 3-5 设计有更大优势。

在系统应用时，RSSI 输入信号的直流失配电压会达到 20mv，可以通过 RC 耦合隔离直流。但是放大器自身产生的直流失配电压对后级放大器，整流器均会产生较大影响，仅通过 RSSI 输入隔直不能解决。因此放大器链路需要设计直流消除(DCOC)电路。本文设计沿用了利用 RC 滤波提取直流输出端失调电压反馈到输入端相减的方法。图 3-10 给出此种方法的原理图框图及频率响应曲线[1]。其中 $F(s)$ 为低通滤波器，增益为 F ，-3dB 带宽为 ω_p ； $G(s)$ 为放大器链路，增益为 A ，在关心的频带内为常数。

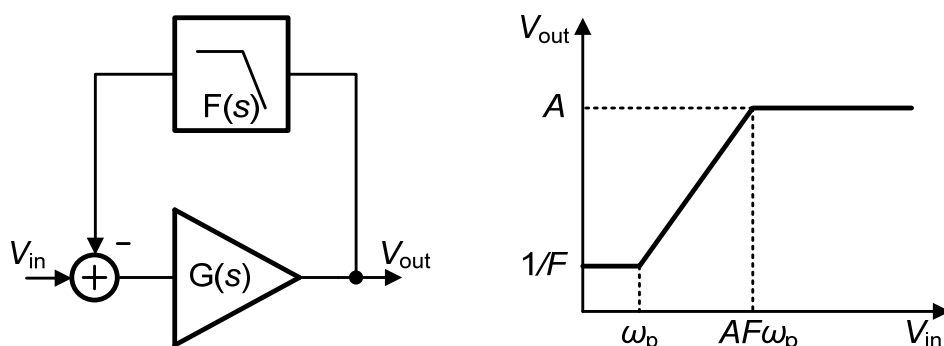


图 3-10 直流消除电路原理

图 3-10 中的频响特性表明， F 越大直流消除能力越强，但是如果 ω_p 直接利用 RC 滤波得到，则闭环-3dB 高通截止频率 $AF\omega_p$ 越高，无法片内集成。本文设计采用了 miller 电容的方法，可以使得低通滤波器的-3dB 截止频率 ω_p 与其增益成反比，也就是有 $F\omega_p \approx \frac{k}{RC}$ ，其中 $k \approx 1$ 。这样可以大大降低了片内 RC 的面积，满足片内集成的要求。最终可以得到 1KHz 的-3dB 高通截止频率，高于-30dB 直流增益衰减。

本文设计的 DCOC 电路由三部分组成：miller 电容低通滤波器，电压电流转换跨导级，如图 3-11 所示，单位增益电平转换电路(level-shift)如图 3-12 所示。后两部分用于输入信号与反馈信号求差。Level-shift 电路在第一级放大器之前，用于抬高共模电平，同时注入的反馈电流消除直流失调电压。低通滤波器用来检测增益链路输出的失调电压。在图 3-1 中给出了整个 DCOC 环路结构。

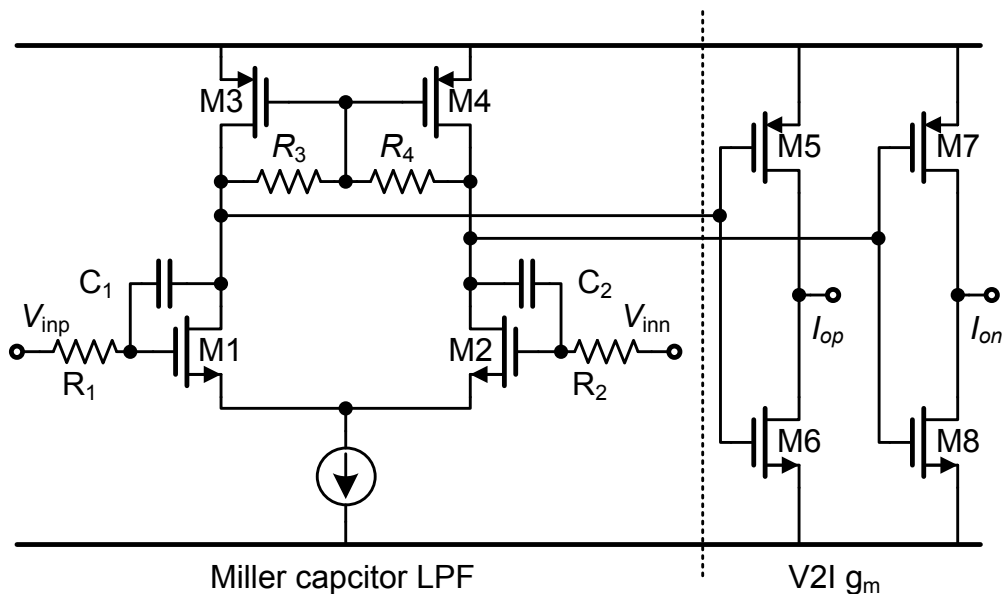


图 3-11 低通滤波器和跨导级

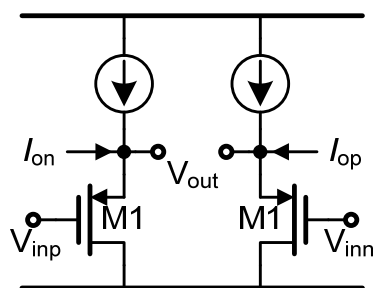


图 3-12 电平转换电路

图 3-13 给出了本文设计放大器输出直流失调蒙特卡洛(MC)仿真结果，仿真样本总量为 500。结果表明放大器直流输出均值为 0，但失调电压 V_{os} 均方偏差 $\sigma = 9\text{mv}$ ，第三级的输入直流失调量有可能超过 71mv(放大器增益为 8.5dB 左右)。图 3-14 给出了直流失调消除后第三级放大器输入失调电压 MC 仿真结果。仿真表明直流消除电路有效消除了放大器链路的失调电压，第三级输入失调电压均方偏差 $\sigma = 3\text{mv}$ 。图 3-15 给出放大器链路幅频特性曲线，图 3-16 给出直流失调消除环路的环路增益曲线。采用最后一级输入失调电压作为直流失调性能参数，则放大器频响特性及直流失调性能可以概括如下：

表 3-1 放大器幅频响应和输出失调特性

| 下限截止频率 | 上限截止频率 | σ (消除前) | σ (消除后) | PM |
|--------|--------|----------------|----------------|-------|
| (Hz) | (Hz) | (mV) | (mV) | (deg) |
| 1 | 50M | 9 | 3 | 90 |

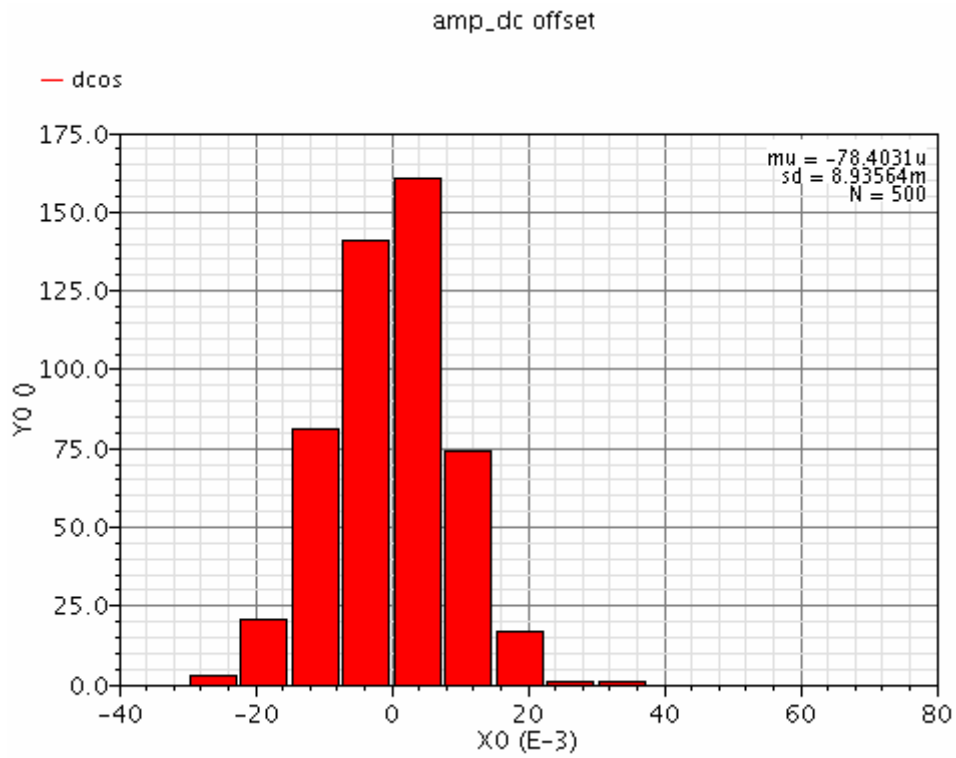


图 3-13 放大器输出失调电压

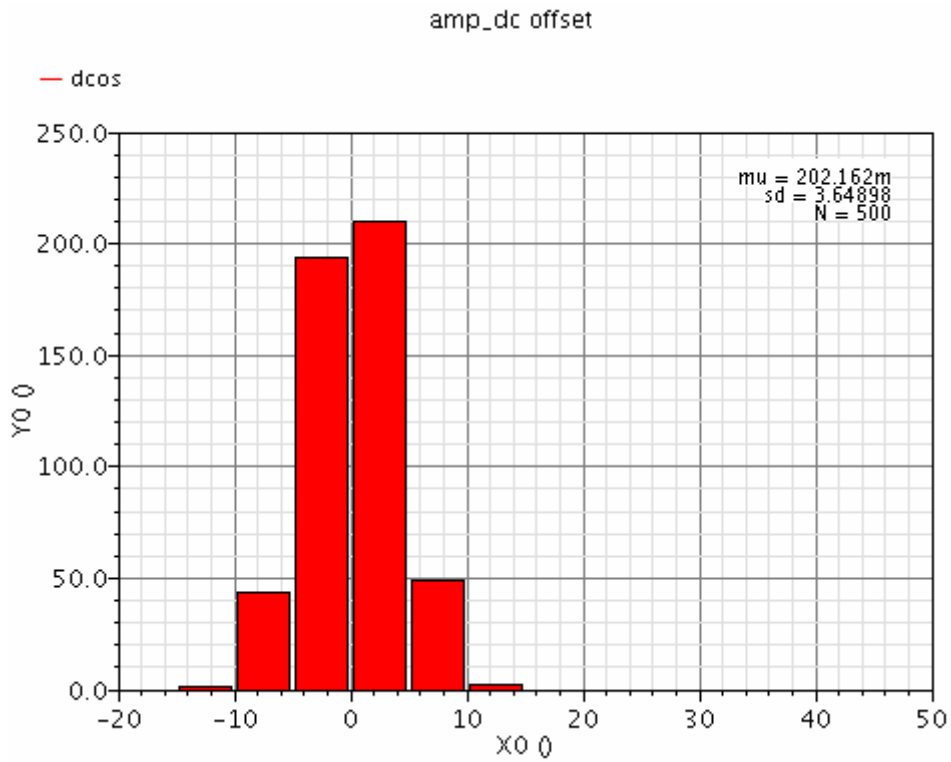


图 3-14 放大器输出失调电压(消除后)

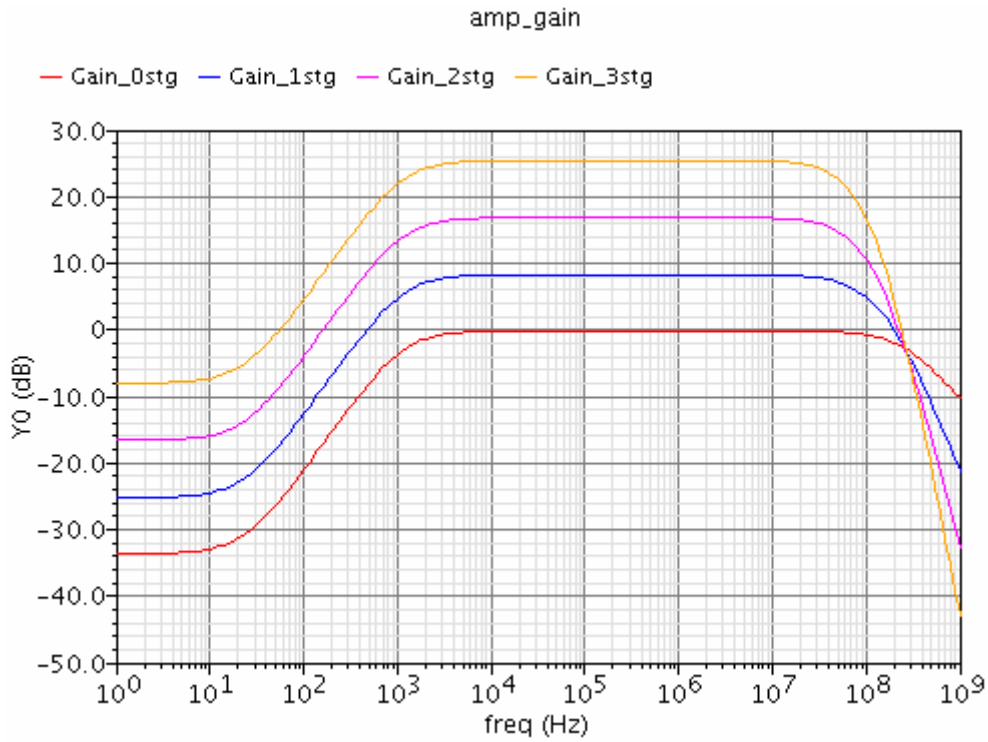


图 3-15 放大器幅频频率曲线

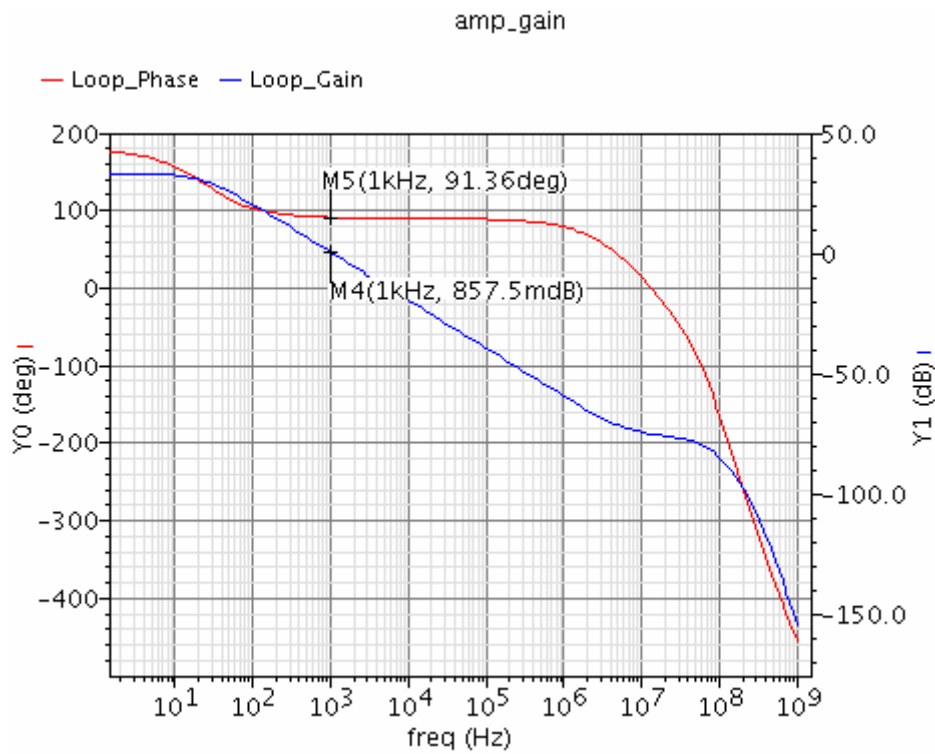


图 3-16 直流消除环路增益

3.3 整流器及补偿电路设计

本节分析了整流器工作原理，给出线性分析模型，并讨论了两种典型的传输特性偏差。基于此模型分析引起整流器偏差的因素，最后给出相应的补偿方案。

3.3.1 整流器工作原理

整流器将电压信号转换为同一极性的电流信号，然后经 RC 滤波后得到直流电压输出，实现对信号的功率检测。在本章设计中，采用经典的非平衡源极耦合对全波整流器结构[12]，如图 3-17 所示。此种结构比较适合低压、低功耗应用，并且直流传输特性线性特性较好。

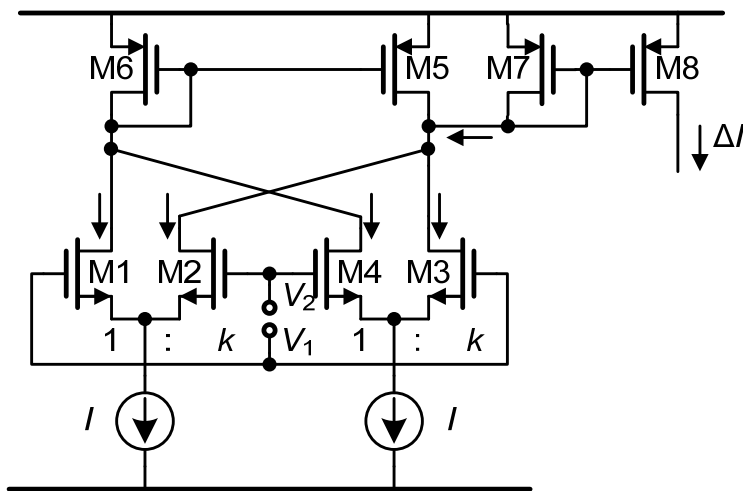


图 3-17 非平衡源极耦合对全波整流器

引入尺寸比例因子 k ，也即 $M2(M3)$ 与 $M1(M4)$ 的尺寸比。输入电压为 $V_{in} = V_1 - V_2$ ，输出电流为 ΔI 。电路实际上有两个基本点：

第一，电路的两个输入端是等价的。这样当输入电平正负变化时，输出的电流是大小相等，方向同向的，也就是有整流作用。

第二，非平衡耦合对分配尾电流。由于尺寸的不平衡性，输入管漏电流经 PMOS 电流镜作差结果非零，差值就是与输入电压成比例的输出电流。

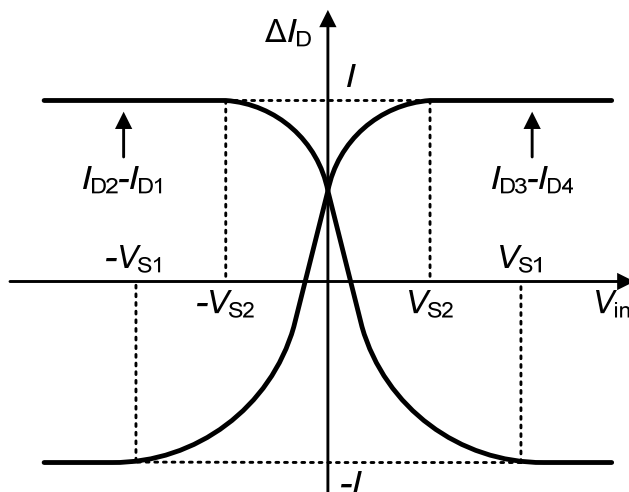


图 3-18 非平衡对直流传输曲线

简单分析可得输出电流满足：

$$\Delta I = (I_{D2} - I_{D1}) - (I_{D4} - I_{D3}) \quad (3.7)$$

首先分析随输入电压变化的特性。只需分析一个非平衡对：**M1** 和 **M2**。当输入电压足够正时，**M2** 漏电流接近零，这时的临界输入电压为 V_{s1} ；当输入电压足够负时，**M1** 的漏电流接近零，这时的临界电压为 $-V_{s2}$ 。由于 **M2** 与 **M1** 尺寸比为 $k > 1$ ，有 $V_{s1} > V_{s2}$ 。图 3-18 给出了其变化规律。由于电路具有输入的对称性，同样可得到的 $I_{D4} - I_{D3}$ 传输曲线，恰与曲线 $I_{D2} - I_{D1}$ 关于纵轴对称。两曲线相加就可得到的 ΔI 传输特性曲线，如图 3-19 所示。图 3-20 给出了仿真所得曲线。输入管通常工作在弱反型或中度反型区，传输公式很难用公式表达，即便是利用平方律导出的公式也是非常复杂，不适合利用完成电路设计优化。为了分析方便，本文对此曲线作直线近似，如图中的虚线所示，然后基于此直线做相关分析讨论。通过仿真可以验证此种方法的有效性。

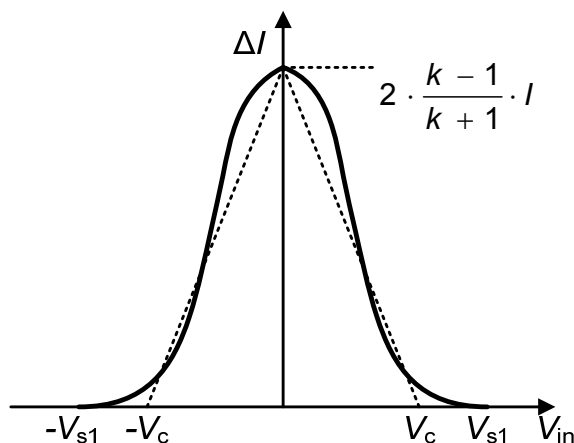


图 3-19 整流器直流传输曲线线性近似

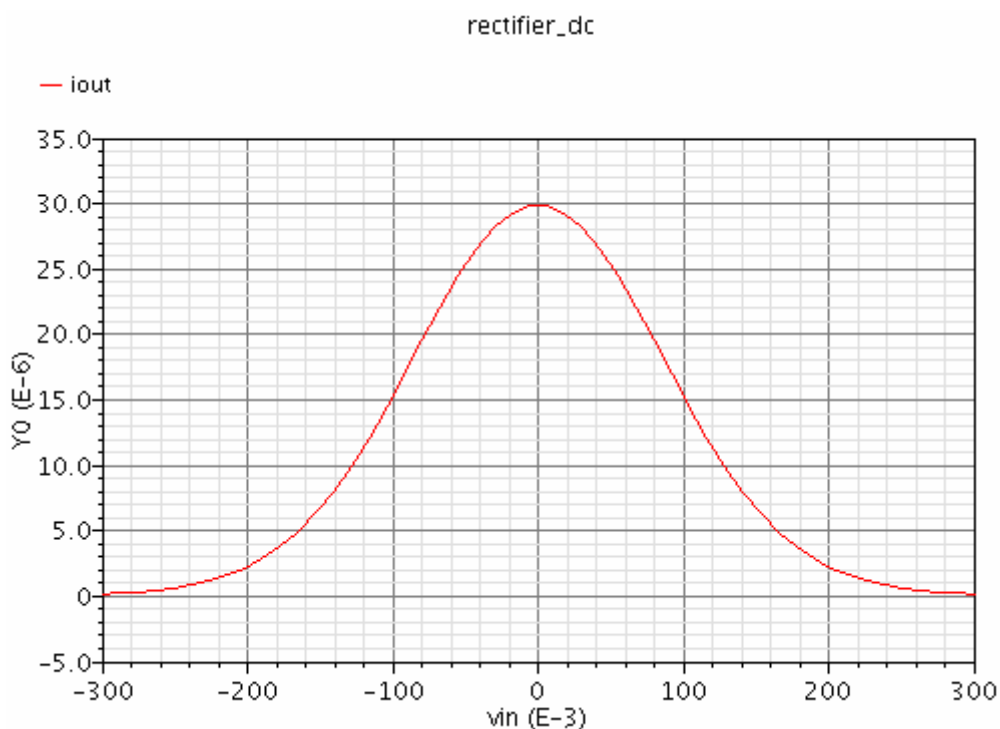


图 3-20 整流器直流传输特性

3.3.2 整流器偏差

正弦波信号输入整流器，当峰值小于 V_c 时，输出为全波整流波形，滤波后直流电压正比于输入有效值，增量为常数；当信号峰值大于 V_c 时，信号发生压缩饱和，滤波后直流电压增量减小。输入转换为 dBm，图 3-21 给出整流器功率检测曲线。图中输入信号 V_{inc} ，峰值为 V_c ，此处斜率达到最大值，同时也作为线性近似的中间输入功率。 V_{inh} 、 V_{inl} 是单个整流器线性近似的输入信号强度上下限，斜率为 V_{inc} 点的切线斜率。在这里把用于线性近似的直线称为参考直线。

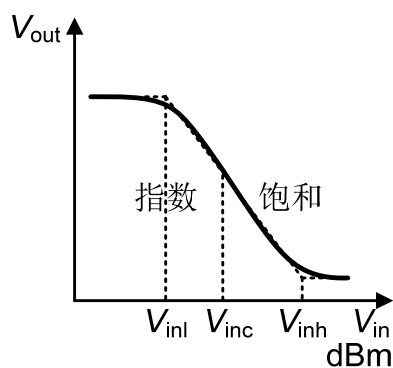


图 3-21 整流器功率检测特性

整流器电路中，偏置电流， k 值，输入管导电因子 $\beta = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L}$ 等，均会对图 3-19 中的传输曲线产生影响。曲线的变化可以有图 3-22 中的直线 1 和直线 2 两种典型情形合成，图中中间的直线用作对比参考。注意到输入管的阈值电压变化等价于输入共模电压变化，对整个传输特性曲线几乎没有影响，通过仿真也可以验证这一结论。

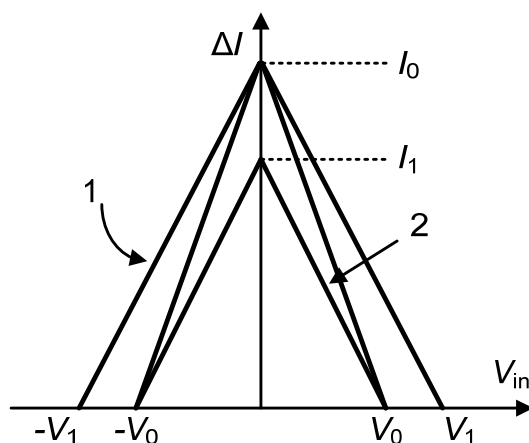


图 3-22 传输特性曲线典型变化

对于第一种情形(直线 1 所示)，也就是直线斜率 K 发生变化，用公式表达为：

$$\Delta I = -K \cdot V_{in} + I_0 = -\exp(\log V_{in} + \log K) + I_0 \quad (3.8)$$

这表现在图 3-21 中指数部分为平移，饱和部分也就跟随平移。整体上表现为整流器功率检测曲线平移。对于第二情形(直线 2 所示)，也就是输入为零时，输出电流发生变化，但饱和点未变。两种情形在输入信号足够强时均有输出电压与参考情形是一致的。与情形 1 相类似的推导可以得出参考直线的斜率发生变化。图 3-23 给出两种情形下参考直线的变化情况。

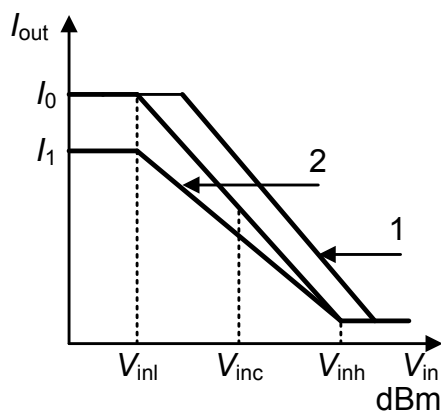


图 3-23 输出参考直线

3.3.3 整流器工艺温度特性

现在分析每个具体因素对直流特性影响,由前文知曲线为两个相同的非平衡差分对直流传输出现相加得到,所以只需要讨论一个非平衡差分对(M1、M2)的传输特性即可。在这里同样采用线性近似法,如图 3-24 所示。

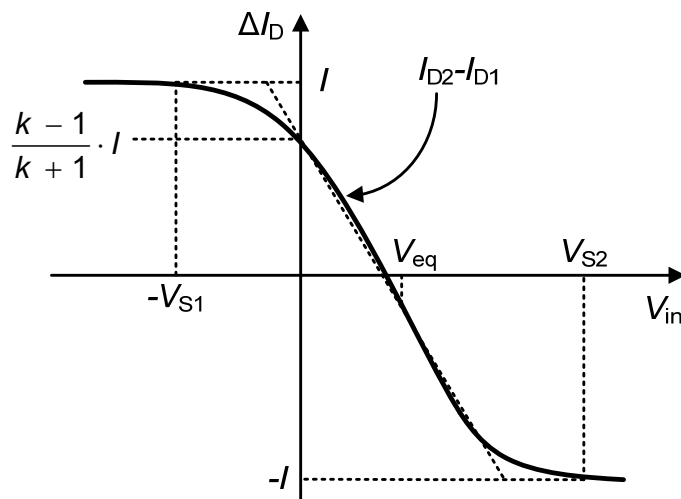


图 3-24 非平衡对直流传输特性曲线

合理选取一条近似直线非常重要,在这里选取输入为零和输入为 V_{eq} 的两点确定此条直线。其中输入为 V_{eq} 时, M1 与 M2 的跨导相等。设此时的 M1, M2 输出电流分别为 I_1 和 I_2 。

1) 比例因子 k

如果 k 增大 a 倍,则零输入时输出电流变为 $\frac{ak-1}{ak+1} \cdot I_0$ 。输入为 V_{eq} 时输出电流变化量记为 ΔI_{eq} , M1 管的电流变化量记为 ΔI_1 。此时可以利用小信号作分析: k 增大 a 倍, M2 管电流增大 $(a-1) \cdot I_2$,跨导增加 a 倍, M2 管源极电压增加 ΔV ,则有:

$$(a+1)\Delta I_1 = (a-1)I_2$$

$$\Delta I_1 = \frac{a-1}{a+1} \cdot I_2 \quad (3.9)$$

$$\Delta I_{eq} = 2\Delta I_1 = 2 \cdot \frac{a-1}{a+1} \cdot I_2 \quad (3.10)$$

通常上述变化导致图 3-24 中原有近似直线发生斜率和截距上的同时变化,反应在图 3-22 中直流传输曲线,既有饱和点变化(情形 1),又有斜率变化(情形 2)。对检测曲线斜率做调整,可以改变 k 的大小,但同时也会引起曲线的平移[13]。另外考虑到器件匹配, k 值不能过大。本文设计中取 $k=3$ 。图 3-25 给出了 $k=3$

和 $k = 4$ 时直流仿真曲线。

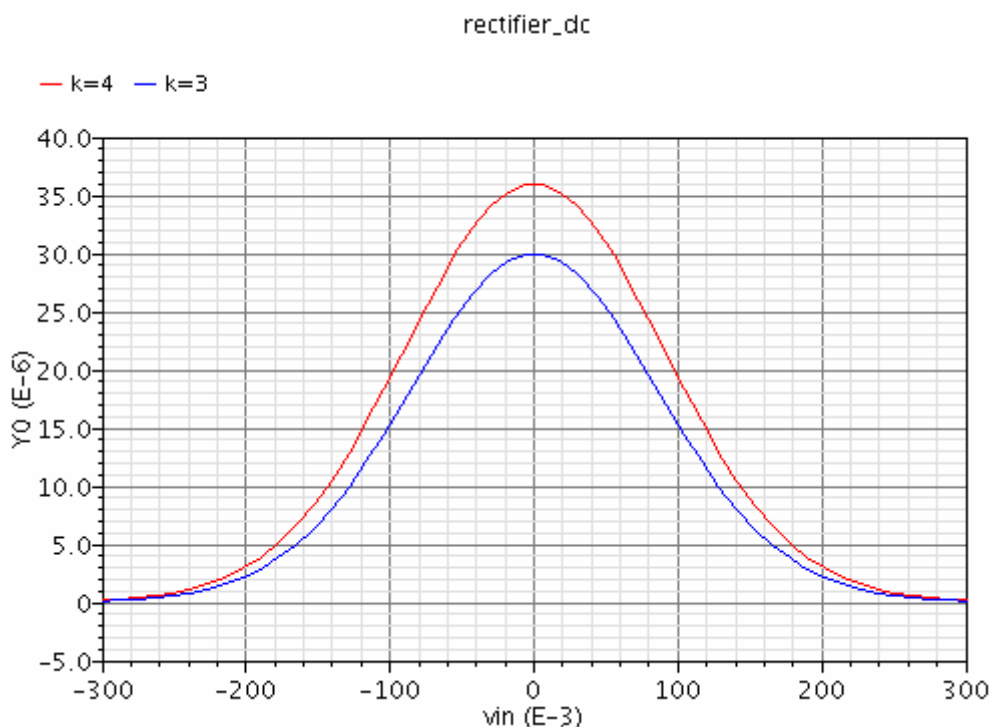


图 3-25 比例 k 对整流器传输曲线影响

2) 偏置电流 I_0 与转换电阻 R (图 3-1)

如果 I_0 增大 a 倍, 在图 3-24 中, 输入在 $-V_{s1}$ 到 0 区间内的输出电流可以认为增大 a 倍; 由于在 V_{eq} 处两跨导相等导致此处输出电流没变化, 同时设计时, V_{eq} 处输出电流接近零, 远小于 $-V_{eq}$ 处电流, 这样得到整流器在 V_{eq} 处最后输出(图 3-19)近似认为也增大 a 倍。总体上的结果就是图 3-22 中参考直线倍乘 a 倍。也就是情形 2, 从图 3-23 得出斜率增加 a 倍。

整流器输出电流经电阻后转换为电压输出。在图 3-19 中电压-电流传输曲线, 乘以电阻转换为电压-电压传输曲线。显然, 电阻变化仅影响斜率, 同样也是情形 2。这样电阻增大 a 倍, 斜率也就增大 a 倍。

电路实现时, 由于工艺、温度、失配等因素, 偏置电流和转换电阻均会出现偏差。通过上述分析, 设计时确保 $I_0 \cdot R$ 为常数, 那么最后的输出曲线偏差就很小[14]。偏置电流由 V2I 电路给出, 如图 3-26 所示。图中的电阻与图 3-1 中的转换电阻相同, 经下述推导可以得到 $I_0 \cdot R$ 为常数(其中 V_{ref} 为 Band gap 电压)。

$$I_0 = \alpha \cdot I_{bias} \quad (3.11)$$

$$I_0 \cdot R = \alpha \cdot I_{bias} \cdot R = \alpha \cdot \frac{V_{ref}}{R} \cdot R = \alpha \cdot V_{ref} \quad (3.12)$$

图 3-27 给出 $I_0 \cdot R = 1.2V$, 但 I_0 分别为 30uA 和 35uA 的两种偏置条件下的直流

传输曲线，可见此时整流器直流传输曲线变化很小。

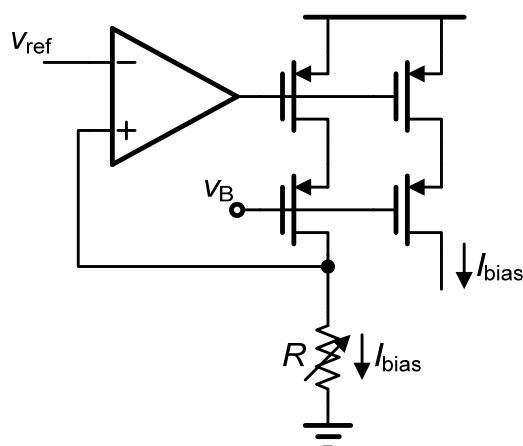


图 3-26 偏置电流产生电路

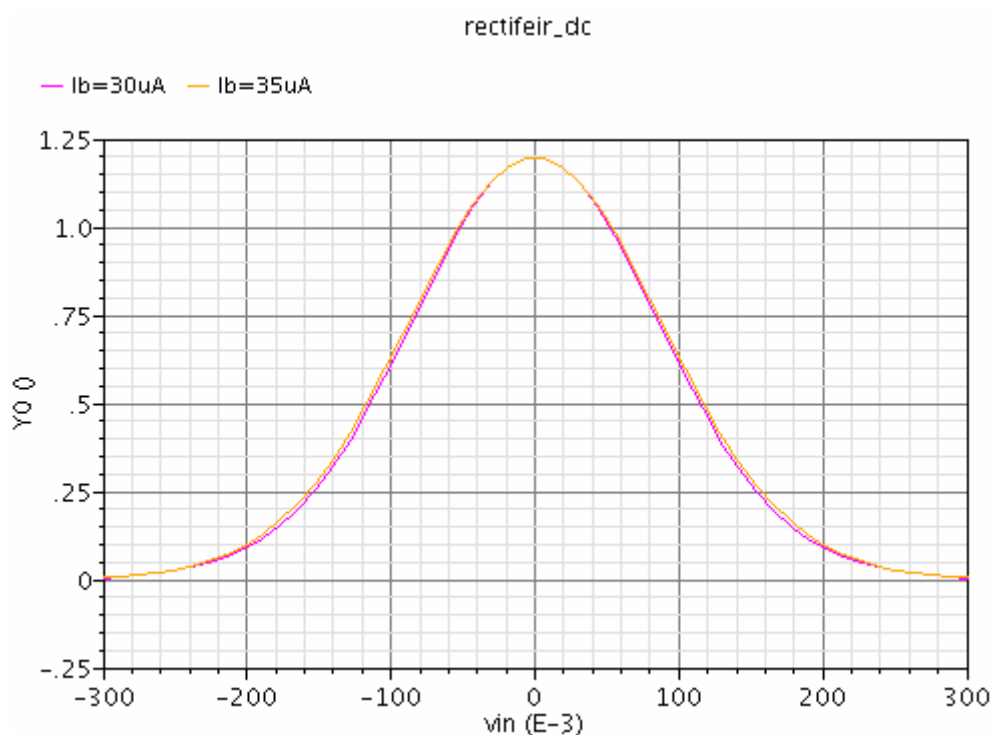


图 3-27 偏置电流和转换电阻的影响

3) 导电因子 β

对于给定的输入电压 V_{in} ，当 β 增大 a 倍时，图 3-19 中的输出电流有 a 倍的增量，但电路中尾电流恒定，此时输入管源极电压上升 ΔV ，以减小这中增量。最终结果是零输入时输出电流保持不变，而输入增大输出电流也增大。此时参考直线变化为情形 1。由图 3-23 得出，当 β 变化时，整流器检测曲线平移，斜率保持不变。因此在设计时，可以通过调整输入管尺寸对 V-P 曲线做平移调整；对于已设计好的电路，工艺、温度均会引起 β 变化，可以设计与 β 成正比的电流来

补偿因 β 变化引起的曲线平移。尺寸变化可以表征了 β 变化，图 3-28 给出相应的仿真结果。

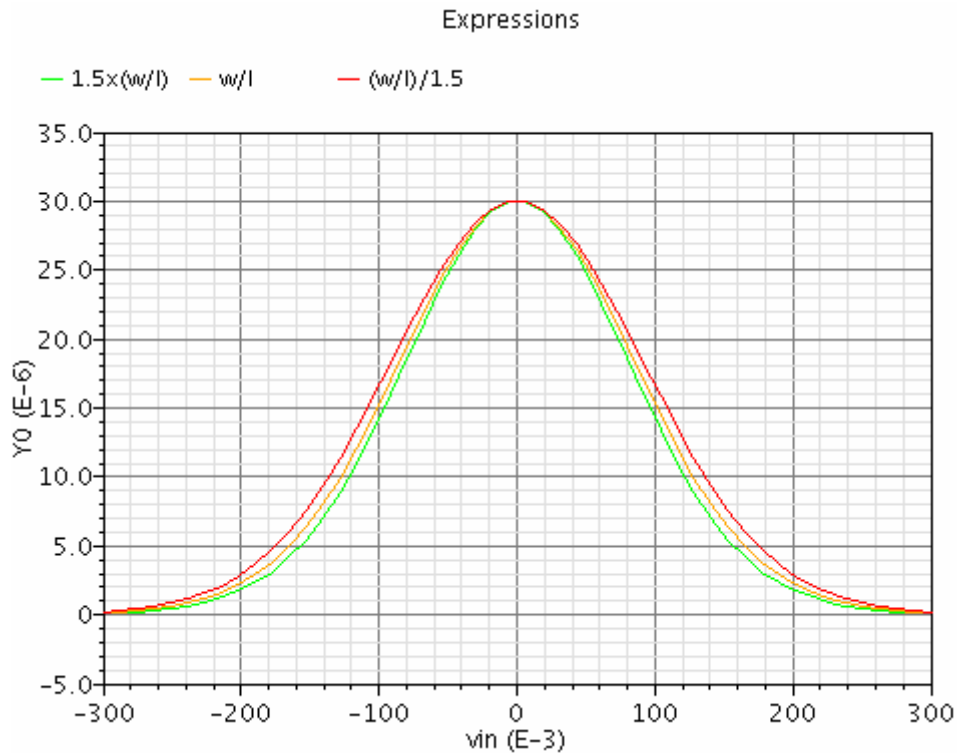


图 3-28 尺寸对传输特性的影响

4) 亚阈值效应

输入管通常工作在适度反型或弱反型区。当温度变化时，与亚阈值电流有关的温度敏感参数如 V_T ， I_s 等会产生更为强烈的影响，比较难进行理论预测。温度变化时，对直流传输曲线的影响为情形 1。通过仿真发现以上参数的影响比 β 参数的影响强烈的多。仿真同样表明，平移量与温度成线性关系，VP 曲线参考点有正温度系数。这样很容易给出温度补偿。图 3-29 给出了此种效应的仿真结果，其中在对原有尺寸倍乘 1.5 表示温度变化对 β 的影响。

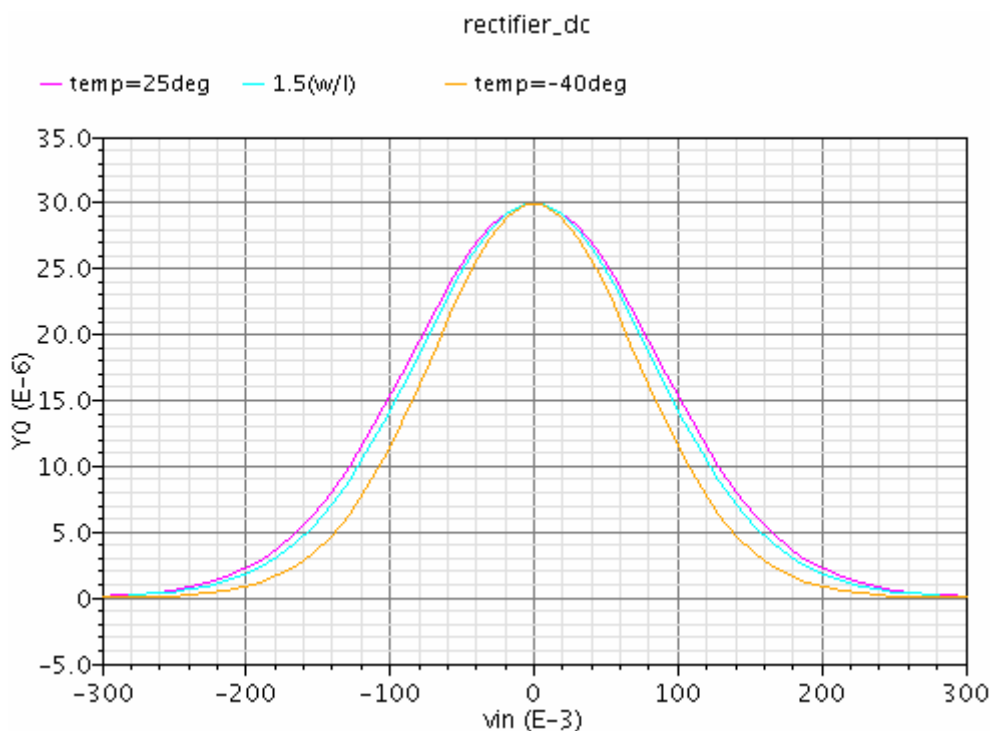


图 3-29 亚阈值效应影响

3.3.4 工艺和温度补偿

根据上一小节分析，只需对 β 参数和亚阈值效应做相应补偿。由于以上两种因素仅引起 VP 曲线平移，也即输出直流产生了固定的偏差量，这样很容易通过注入直流电流 I_{dcos} 完成补偿，在图 3-1 中给出了补偿的示意图。只考虑温度补偿最理想的方法是利用与温度成线性关系，且有负温度系数的 I_{dcos} 进行补偿。如果利用 Band gap 中其中与温度有关的一路电流，需经过较复杂的电流运算电路获得。这样获得的 I_{dcos} ，一方面 Band gap 中的电阻工艺会产生影响，另一方面运算电路失配对 RSSI 这一绝对值电路影响较大。

本节的补偿电流通过一相对简单的恒定过驱动电压电路获得，这样可以获得与导电因子成正比的电流 $I_{\beta} = k\beta$ ，然后通过与一路恒定不变的参考电流 I_{ref} 求差，可以得到 $I_{\text{dcos}} = k\beta - I_{\text{ref}}$ 。此电流可以满足温度补偿的需要，同时可以补偿 β 参数工艺的变化。

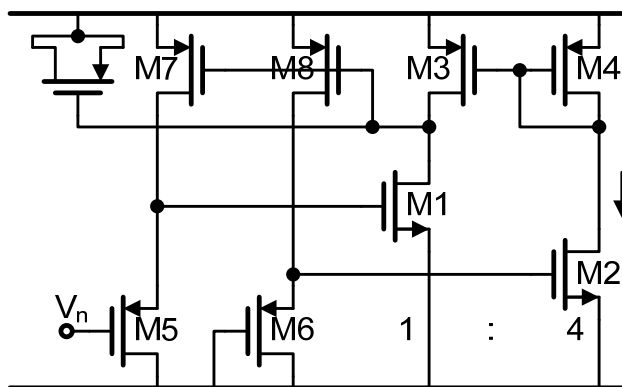


图 3-30 恒定过驱动电压电路

恒定过驱动电压电路原理图如图 3-30 所示，其中 M1 与 M2 的尺寸比为 1:4，且漏电流相等。图中 V_n 为参考电压，通过电阻分压可以获得 200mv 的恒定参考电压。设计时特别注意电路的稳定性，实际上只需在 M3 管的漏端加负载电容，电容值越大稳定性越好。经过下述推导就可以得到 M2 漏电流的表达式。

$$I_{D1} = \beta(V_n + V_{G2} - V_{th})^2 \quad (3.13)$$

$$I_{D2} = 4\beta(V_{G2} - V_{th})^2 \quad (3.14)$$

$$I_{D1} = I_{D2} \quad (3.15)$$

以上三式联立可得

$$V_n = V_{G2} - V_{th} \quad (3.16)$$

在不同工艺角和温度条件下，仿真可以得 M2 过驱动电压取值情况(单位 mv)，如表 3-1 所示。

表 3-2 过驱动电压

| corner temp(°C) | tt | ff | ss |
|--------------------|-------|-------|-------|
| -40 | 164.2 | 164.0 | 164.1 |
| 25 | 160.1 | 159.9 | 159.8 |
| 85 | 156.0 | 156.0 | 155.6 |

求差电路可以用图 3-31 中的示意图给出。 I_β 由图 3-30 中 I_{D2} 镜像得到。此种设计相对简单，同时图 3-30，图 3-31 中各部分取合适大面积可以达到的较高的精度。

但考虑到 $\beta = \beta_0 \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^{-\frac{3}{2}}$ ，与温度的关系并非线性，温度补偿的效果相比线性关系补偿要差。

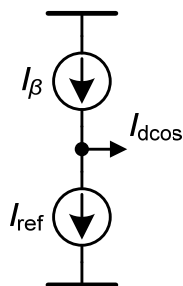


图 3-31 电流求差电路

3.3.5 整流器检测范围及拟合

以上主要讨论了单一整流器的传输曲线特性，本小节根据图 3-19、图 3-21 的线性近似可以推出图 3-21 中对数坐标下 $V_{inc} - V_{inl} = 1$ 的结论。推导如下：

当输入正弦波峰值小于 V_c 时，输入有效值 V_{in} 与整流器滤波输出电压减小量 ΔV 成正比即：

$$\Delta V = k \cdot V_{in} \quad (3.17)$$

也就是说在上述条件下有：

$$\Delta V = \exp(\log k + \log V_{in}) \quad (3.18)$$

在输入为有效值在 V_{inc} 时的切线为：

$$slop = \frac{d\Delta V}{d(\log V_{in})} = \frac{d\Delta V}{dV_{in}} \cdot \frac{dV_{in}}{d(\log V_{in})} = kV_{inc} \quad (3.19)$$

同时输出电压减小量为：

$$\Delta V_{inc} = k \cdot V_{inc} = slop \quad (3.20)$$

由式(3.19)(3.20)可以推出：

$$\log V_{inc} - \log V_{inl} = \frac{\Delta V_{inc}}{slop} = 1 \quad (3.21)$$

将 V_{inc} 和 V_{inl} 转换为 dBm 单位，有：

$$\begin{aligned} & V_{inc}(\text{dBm}) - V_{inl}(\text{dBm}) \\ &= 20 \lg V_{inc} - 20 \lg V_{inl} \\ &= 20 \frac{\log V_{inc} - \log V_{inl}}{\log 10} \\ &= \frac{20}{\log 10} \approx 8.68 \text{dB} \end{aligned} \quad (3.22)$$

经过上述推导，理论上图 3-17 整流器可达到的检测范围固定值。也就是放大器的增益为固定值。

本章图 3-3 给出了曲线拟合的示意图，在本文设计中发现为达到最优的拟合线性度，整流器曲线平移量设为 $V_{incB}(\text{dBm}) - V_{inl}(\text{dBm}) = 8.68 \text{dB}$ 。最后得到的

拟合曲线斜率恰为单一曲线饱和点处的斜率(最大斜率)。也就是说整流器提供有效检测范围为 8.68dBm，放大器增益设置为 8.68dBm。图 3-32 给出了拟合的过程。图 3-33 给出本文设计的 4 级整流器每级输出的 VP 曲线仿真结果，图 3-34 给出了 4 级整流器输出相加后的仿真结果。可以发现按照本节分析设置增益值最后可以得到线性度较好 VP 曲线。

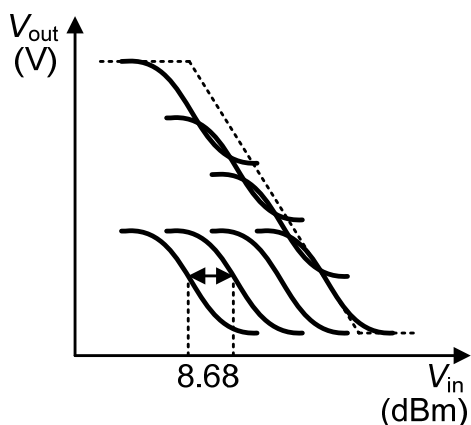


图 3-32 整流器曲线拟合

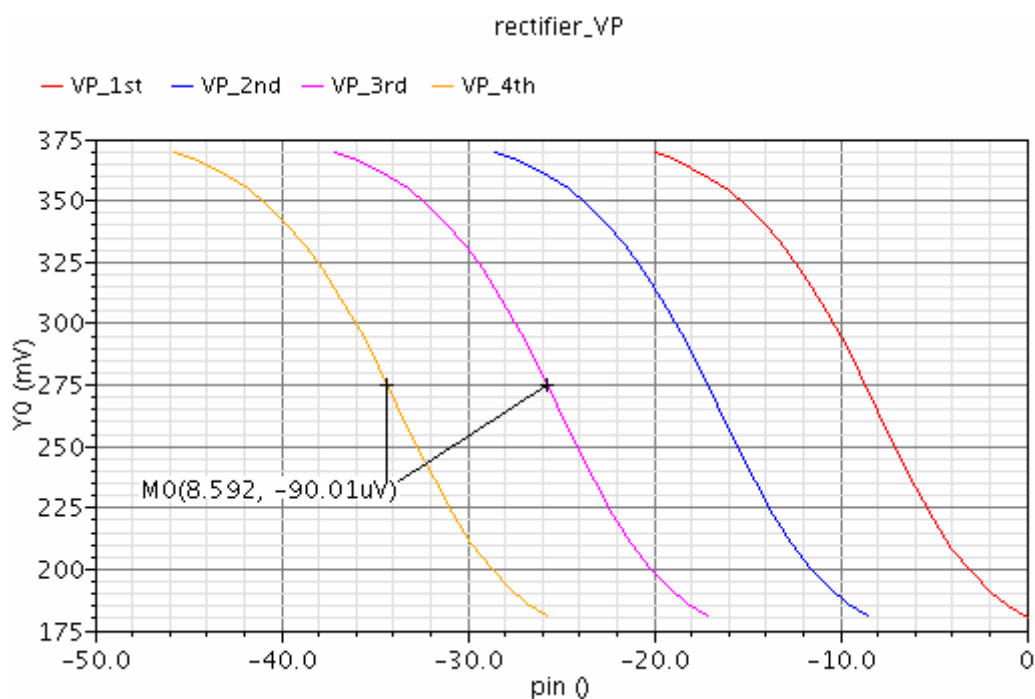


图 3-33 整流器输出 VP 曲线

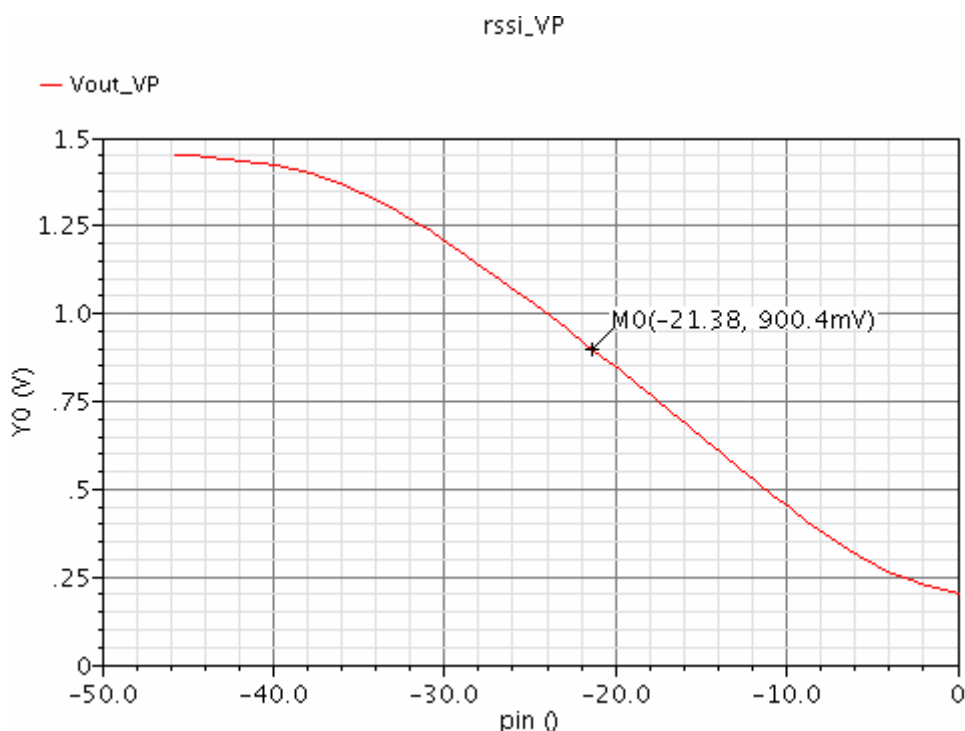


图 3-34 RSSI 输出 VP 曲线

3.4 信号特性分析

通过上小节中对整流器工作原理的分析，现在可以概括为：对输入信号做整形，整形函数为绝对值函数，并且若信号幅度高于临界值，对输出信号限幅。最后对输出波形低通滤波。此种功率检测方法通常依赖于信号的形式。原因有两点：第一，信号功率强度以均方平均值做度量，此种方法输出的是绝对值平均值，不同信号形式，两者的比值并不同；第二，不同信号均峰比不同，相同功率下，均峰比大的信号，峰值较大，更容易饱和，这样输出平均值会相对较小。本节通过对比单频信号与双音信号 RSSI 输出的不同来说明上述问题。

单频信号 $V_{\text{sig1}} = A_1 \cos \omega t$ ，双音信号 $V_{\text{sig1}} = A_2 \cos \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t$ 。下面分别计算两者的平方功率。

单频信号：

$$V_{\text{sig1}}^2 = (A_1 \cos \omega t)^2 = A_1^2 \cdot \left(\frac{1 + \cos 2\omega t}{2} \right) = \frac{A_1^2}{2} + \frac{A_1^2}{2} \cdot \cos 2\omega t \quad (3.23)$$

双音信号：

$$\begin{aligned} V_{\text{sig2}}^2 &= (A_2 \cos \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t)^2 = A_2^2 \cdot \left(\frac{1 + \cos 2\omega_1 t}{2} \right) \cdot \left(\frac{1 + \cos 2\omega_2 t}{2} \right) \\ &= \frac{A_2^2}{4} + \frac{A_2^2}{2} \cdot \cos 2\omega_1 t + \frac{A_2^2}{2} \cdot \cos 2\omega_2 t + \frac{\cos 2\omega_1 t \cdot \cos 2\omega_2 t}{4} \end{aligned} \quad (3.24)$$

式(3.23)表明单频信号的平方功率为 $\frac{A_1^2}{2}$ ，公式(3.24)表明双音信号的功率为 $\frac{A_2^2}{4}$ 。

因此如果俩信号的平方功率相等两峰值应满足： $A_1 = \frac{A_2}{\sqrt{2}}$ ，也就是说双音信号的均峰比是单频信号的 $\sqrt{2}$ 倍。

下面计算两种信号的绝对值平均值。方法是将信号展开为傅里叶级数，得到的直流量即为信号的绝对值平均值。

单频信号：

$$|V_{\text{sig1}}| = |A_1 \cos \omega t| = \frac{2}{\pi} A_1 + \frac{4}{3\pi} A_1 \cos 2\omega t + \dots \quad (3.25)$$

双音信号：

$$\begin{aligned} |V_{\text{sig2}}| &= |A_2 \cos \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t| = A_2 |\cos \omega_1 t| \cdot |\cos \omega_2 t| \\ &= A_2 \left(\frac{2}{\pi} + \frac{4}{3\pi} \cos 2\omega_1 t + \dots \right) \cdot \left(\frac{2}{\pi} + \frac{4}{3\pi} \cos 2\omega_2 t + \dots \right) \\ &= \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 A_2 + \frac{8}{3\pi^2} A_2 (\cos 2\omega_1 t + \cos 2\omega_2 t) + \dots \end{aligned} \quad (3.26)$$

式(3.25)表明单频信号的绝对值平均为 $\frac{2}{\pi} A_1$ ，式(3.26)表明双音信号的绝对值平均

均为 $\left(\frac{2}{\pi}\right)^2 A_2$ 。如果当相同平方功率输入时即峰值满足 $A_1 = \frac{A_2}{\sqrt{2}} = A$ 时，整流器

单频信号与双音信号输出电压差正比于：

$$\left(1 - \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \right) \cdot \frac{2}{\pi} A_1 \approx 0.06 A_1 \quad (3.27)$$

同时对于双音信号，类似于交调现象，还会产生较低频率分量加大了 RC 滤波的难度。如果用双音测试 RSSI 响应，可以观察到低频较大的纹波。

尽管不同形式的信号输出电压会有较大差异，但是 VP 曲线的斜率应当是相同的。这样设计包括测试时，可以利用正弦波测试 RSSI 电路的精度和 VP 曲线的斜率。通过仿真或测试给出不同形式信号的 VP 曲线。

3.5 电路仿真结果

本小节给出 6dB 预衰减情形下的仿真结果。输入信号为正弦波，仿真给出 VP 曲线的非线性误差、频率偏移量、温度特性、工艺角误差、MC 仿真，信号特性比较，最后给出图表总结。本文以输出为 $v_{dd}/2=900\text{mv}$ 时的输入功率(dBm)作为参考衡量 VP 曲线偏移量。本文设计参考输入为-15.36dB。

图 3-35 给出了 VP 曲线非线性误差随输入功率改变变化情况。动态范围为 10dB 时最大误差为 0.16dB，动态范围为 8dB 时最大误差为 85m dB。8dB 动态

范围为本次设计应用区间，故最大非线性误差 < 0.1dB。

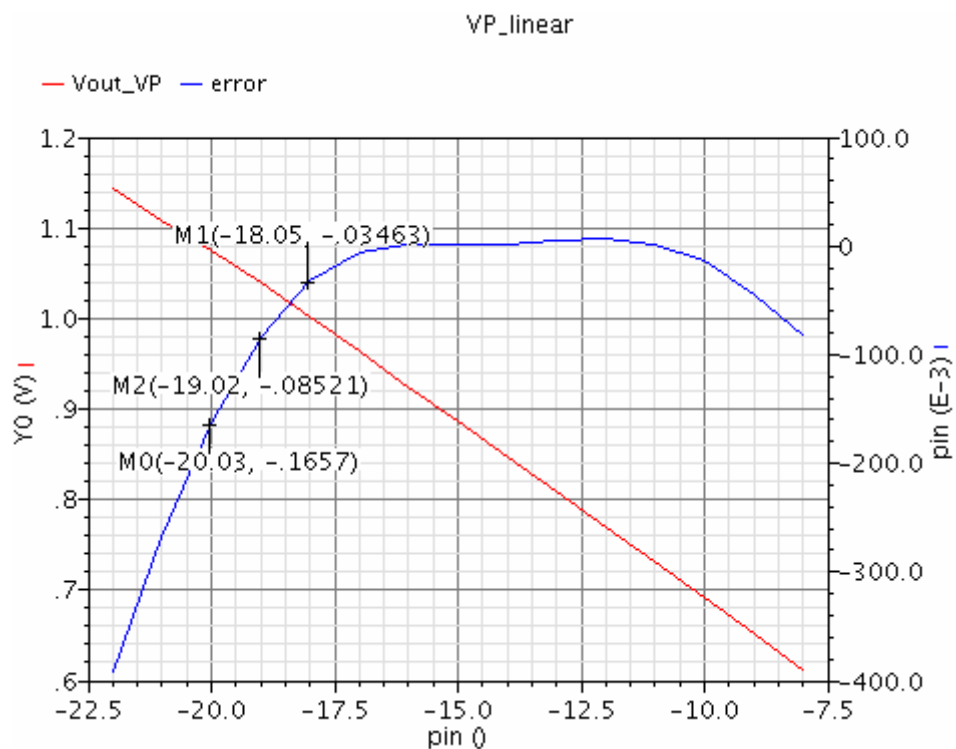


图 3-35 非线性误差特性

图 3-36 分别给出 50KHz、1MHz、20MHz 正弦波信号输入情形的 VP 曲线仿真结果。以 1MHz 信号为参考，频率 20MHz 时，VP 曲线偏移 < 0.3dB。

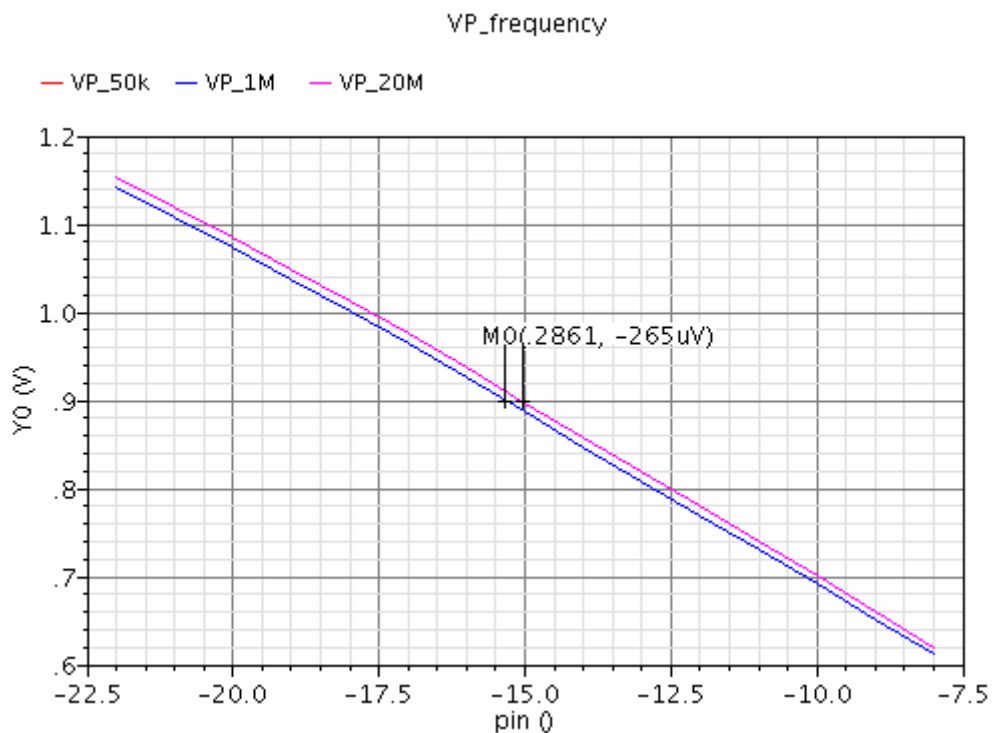


图 3-36 RSSI 频率特性

温度引起 VP 曲线平移，如果不做补偿，图 3-37 给出输入参考功率(dBm)度变化曲线，可见输入功率与温度呈线性关系，最大偏差达±1dB。图 3-38 给出采用恒定过驱动电压电路补偿后的输入参考功率变化曲线，温度引起偏 0.6dB 偏移。微调补偿输出电流可以得到更好的补偿结果，微调后偏差可在 0.3dB 左右。

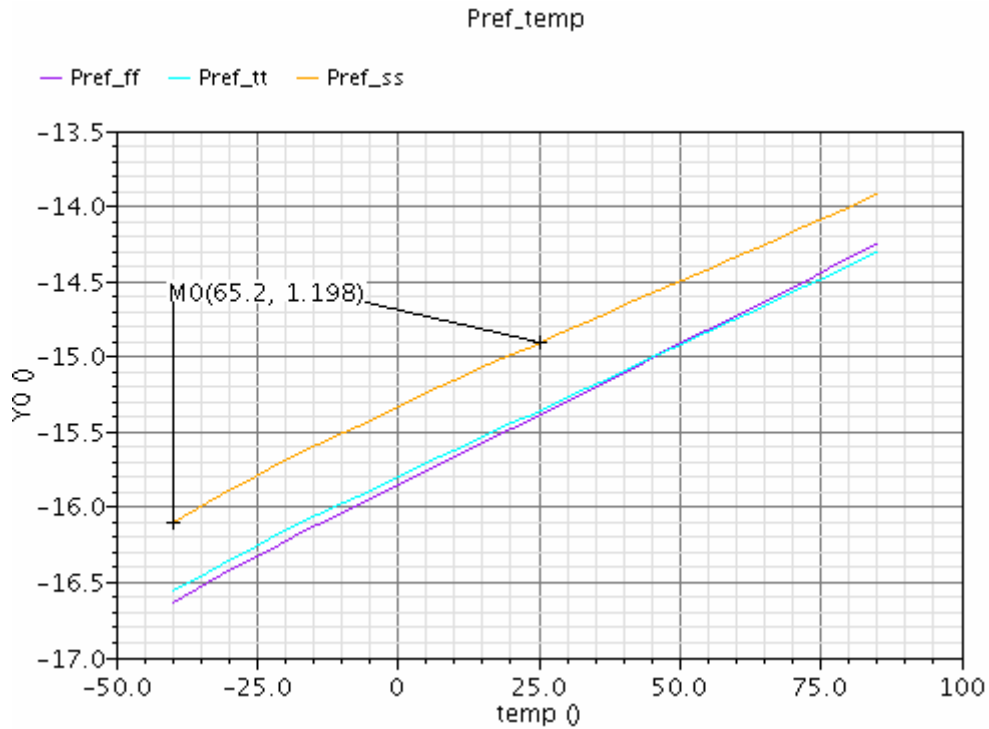


图 3-37 参考功率温度特性曲线

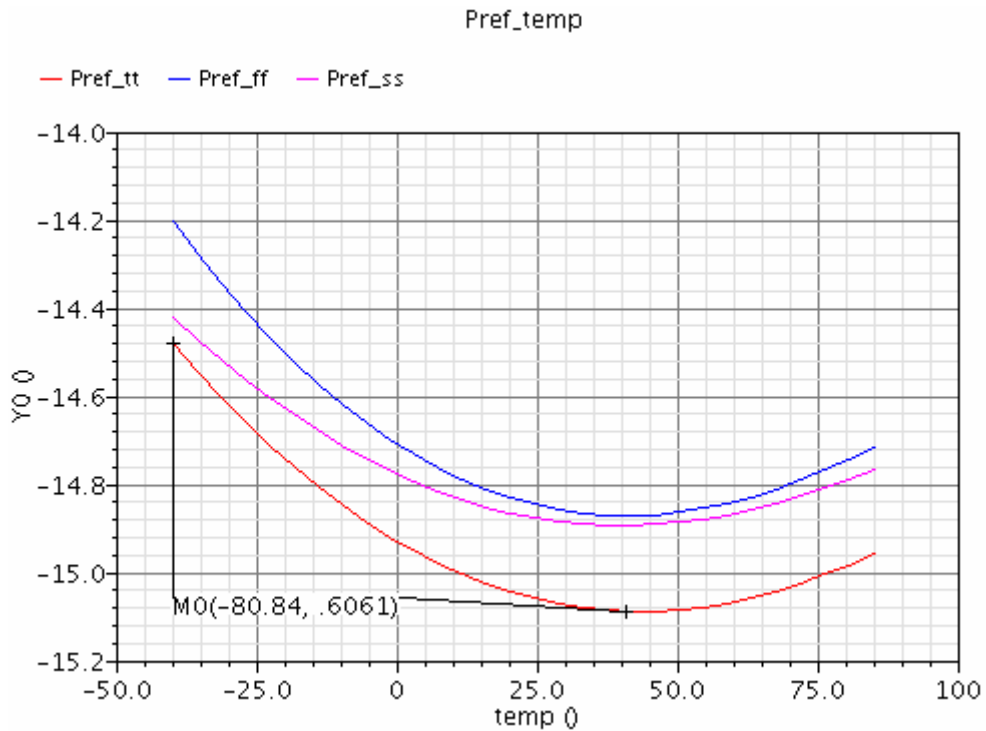


图 3-38 补偿后参考功率温度特性曲线

表 3-3 给出温度为 25°C 情形下典型 MOS 与电阻工艺角组合情形下输入参考功率仿真结果。偏离正常条件下最大误差为 0.34mdB。

表 3-3 参考功率工艺角仿真结果

| Res \ MOS | tt | ff | ss |
|-----------|--------|--------|--------|
| tt | -15.06 | -14.87 | -14.82 |
| ff | -15.01 | -14.85 | -14.72 |
| ss | -15.08 | -14.88 | -14.88 |

图 3-39 给出通过 MC 仿真得到的输入参考功率点分布情况，仿真取样点数为 250。可以得出本次设计输入参考功率均值 $\bar{P}_{ref} = 15.28$ ，均方偏差 $\sigma = 0.35$ 。参考功率认为满足正态分布，根据正态分布规律可以得出，输入参考功率以 99.7% 的概率满足 $|P_{ref} - \bar{P}_{ref}| \leq 3\sigma = 1.05$ 。

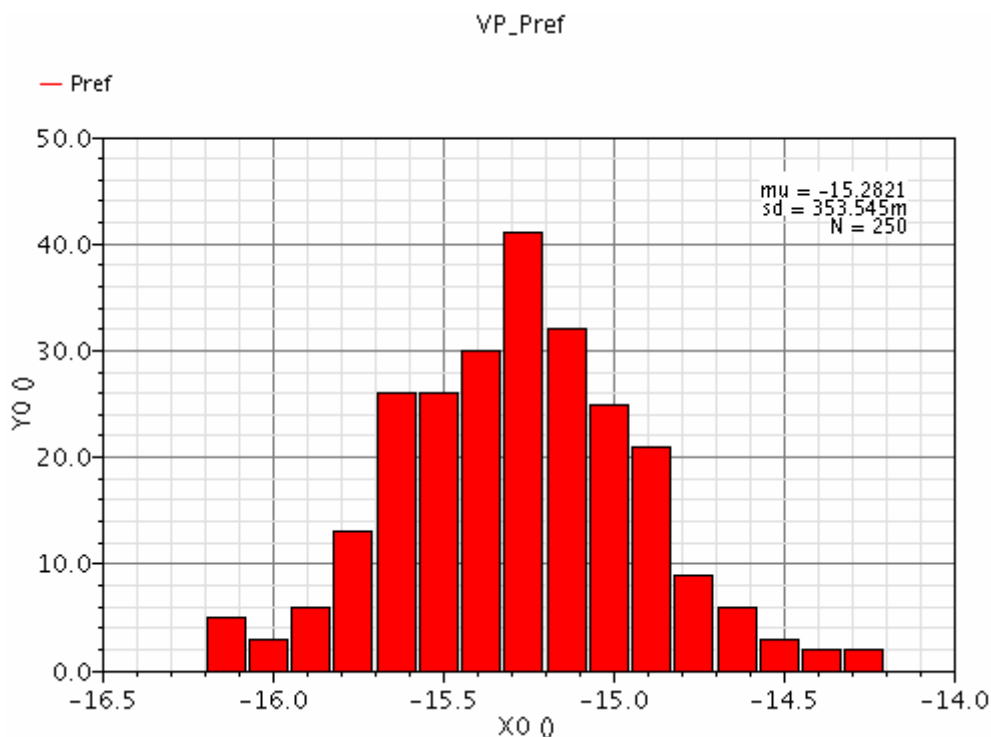


图 3-39 输入参考功率分布

图 3-40 分别给出相同输入功率下正弦信号、基带 QAM 信号的时间相应曲线。通过正弦波测试得到 5% 建立时间为 130us，通过基带 QAM 信号测试得到纹波小于 15mv。同时可以看到两种信号输出相差 70mv 左右，但变化量不变。

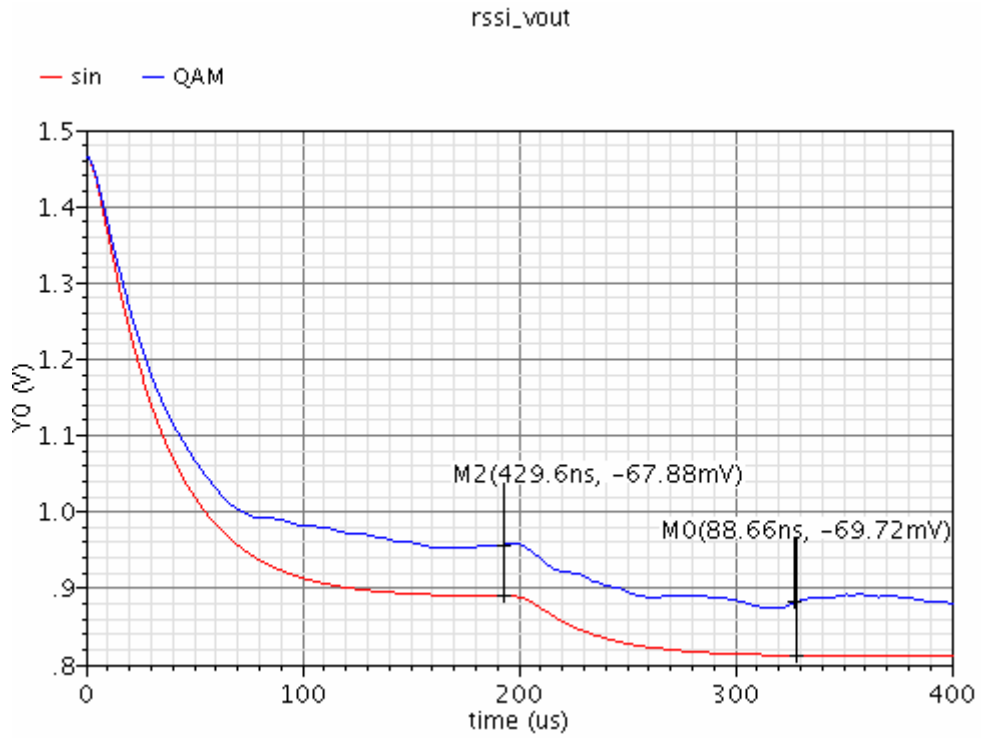


图 3-40 RSSI 时间相应曲线

本文设计给出的接受信号强度指示器性能可总结为表 3-4。其中非线性误差以 8dB 动态范围为参考，频率范围以偏移量小于 0.3dB 为参考。

表 3-4 RSSI 性能仿真结果

| 非线性误差 (dB) | 频率 (Hz) | 变化斜率 (mv/dBm) | 功耗 (mw) |
|---------------|--------------|------------------|------------------|
| < 0.1 | 20M | 38.8 | 2.14 |
| 建立时间 (us) | 纹波大小 (mv) | 工艺温度误差 (dB) | σ (dB) |
| 130 | 15 | ≤ 1 | 0.35 |

第四章 功率检测电路设计

本章介绍射频信号功率检测电路(power detector)设计,给出了一种满足数字增益控制的检测结构。文中主要分析探讨了可编程放大器,半波整流器在不同PVT条件和器件失配等因素影响下的传输特性的偏差,并作补偿和优化,提高PWD检测精度。同时利用6bitDAC对电路的输出直流失调做矫正。不同形式的输入信号在相同平方功率下,半波整流器同样会输出不同直流电平,本章同样比较了正弦波和双音信号的输出响应。最后给出仿真结果。

4.1 电路结构分析

功率检测电路(PWD)用于检测LNA输出功率,要求电路单端输入,50M~860M的工作带宽,且输入电容小。由于LNA增益步长设为2dB,并且此处的自动增益环路对目标功率的控制要求较低,因此对PWD的精度需求降低。本文结合数字自动增益应用设计数字控制功率检测电路。结构图4-1所示。

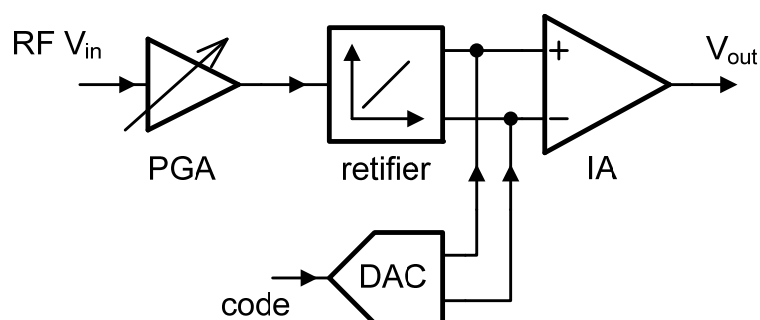


图 4-1 功率检测电路框图

图中可编程增益放大器(PGA)有2bit数字增益控制,增益步长为3dB,可以得到9dB的增益范围。PGA后接半波整流器,整流器完成对固定范围内功率检测,可以用工作点标示。PGA通过初始增益将信号放大到整流器工作范围,然后通过数字控制选择不同信号范围。最后的仪表放大器(Instrument amplifier)用于放大整流器直流输出。图4-2给出此电路结构的工作过程示意图。由于器件失配,仪表放大器、整流器输出均会产生失配电压,这将导致整个电路输出产生很大的直流偏移,容易超出BBADC的量程,因此设计中需要做DAC预矫正。

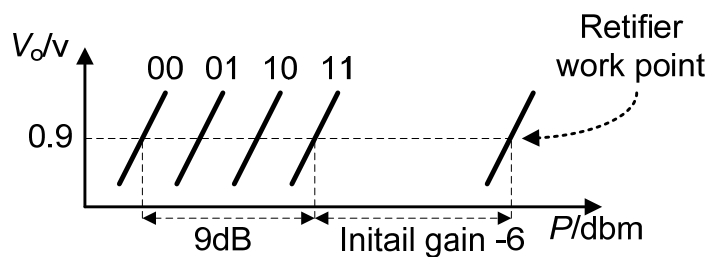


图 4-2 电路工作原理示意图

4.2 数字控制放大器设计

本章放大器设计采用电阻负载共源共栅结构，恒定跨导自偏置，通过开关选择跨导实现 2bit 增益控制。放大器主电路原理图如图 4-3 所示。输入采用 RC 耦合，开关选择置于共栅管而不是放大管，这样可以使得对 LNA 的负载基本不变。本节设计主要讨论三个方面：放大器增益精度，3dB 增益步长，频率响应。

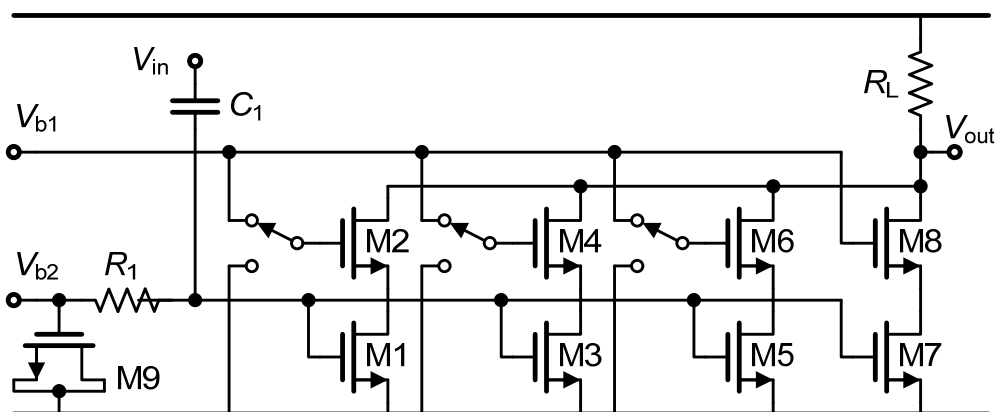


图 4-3 可编程增益放大器

4.2.1 放大器增益精度

与第三章 RSSI 电路中放大器设计相同，对图 4-3 中结构采用恒定跨导偏置，可以对由工艺、温度引起的增益偏差起到一定补偿作用。但是考虑到增益、带宽、电压余量、沟长调制效应等因素本章设计中未采用源极反馈电阻，而共源共栅结构特别适用于高速应用[11]。图 4-3 放大器增益直接表达为 $g_m R_L$ ，此时对工艺、温度偏差的敏感性增大。

与 RSSI 设计类似，MOS 管偏置在中度饱和区，使补偿作用变得更为复杂，比较难做理论预测。为了得到较好的精度，本文设计中主要通过调试仿真恒定跨导电路获得。同样采用图 3-7 中恒跨导电路，增益可以改写为：

$$g_m R_L = g_{m3} R_s \cdot \frac{g_m}{g_{m3}} \cdot \frac{R_L}{R_s} \quad (4.1)$$

图 3-7 中 M3 工作在中度反型区，通过仿真发现 $g_{m3} R_s$ 有正温度系数。可以通过

调整 M3 与放大器输入管得到负温度系数的 $\frac{g_m}{g_3}$ 。最后仿真结果可以得到较好的

温度特性。图 4-4 给出了频率为 400M 时增益随温度变化曲线，其中工艺角为典型 NMOS 与电阻组合。表 4-1 总结了温度为 25°C 下工艺角仿真的结果(最高增益情形)。可以得出温度在 -40°C ~ 80°C 范围内最差引入 0.1dB 的增益误差，而工艺角最差引入 0.75dB 误差。

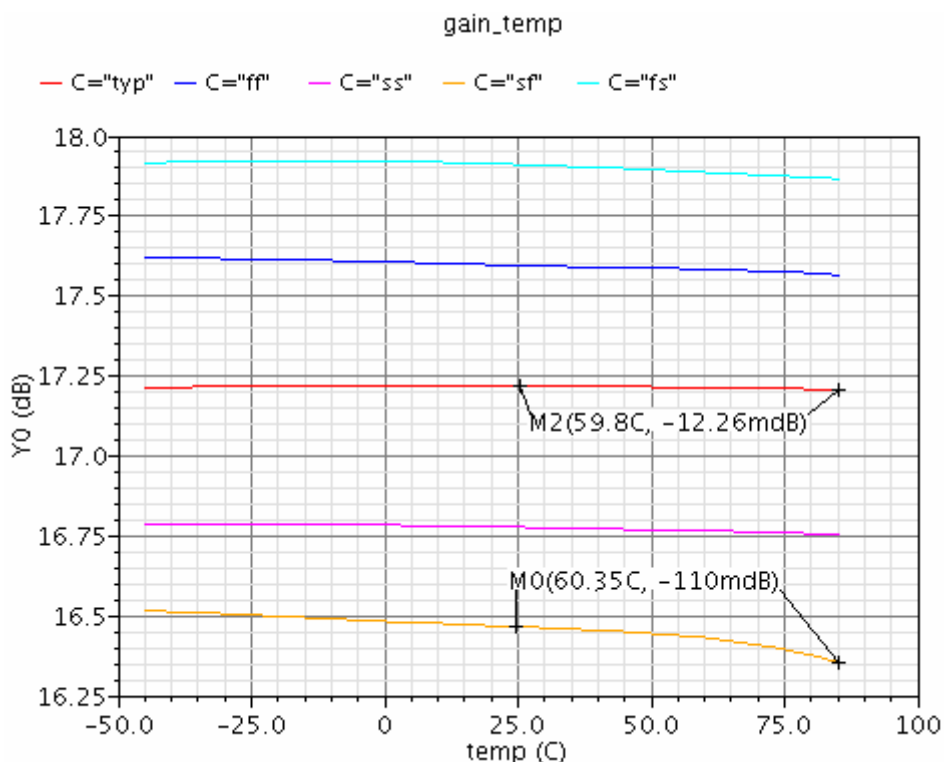


图 4-4 放大器增益温度特性

表 4-1 最高增益典型工艺角仿真结果

| Res \ MOS | tt | ff | ss |
|-----------|-------|-------|-------|
| | tt | 17.22 | 17.83 |
| ff | 17.06 | 17.65 | 16.47 |
| ss | 17.32 | 17.96 | 16.74 |

4.2.2 3dB 增益步长

在图 4-2 中给出，数字控制功率检测电路 VP 曲线是一条折线。自动增益控制工作时，如果 PWD 输出电压超过限定的临界值，算法自动切换曲线。如果不同直线对应的输入功率范围能够较好的衔接，这样就会得到一段连续的可测功率范围；否则可测范围就是间断的。这实际上就是放大器增益步长误差大小的问题。器件失配是引起步长变化的主要因素。本节根据平方律传输特性给出增益步长误

差理论公式。

本文设计中，开关从右至左，每增加一条支路，增益抬升 3dB，也就是总跨导依次累加的过程。设初始跨导为 g_{m1} ，增加一条支路跨导增量为 g_{m2} ，增益增量为：

$$3\text{dB} = 20\log(\Delta A) \quad (4.2)$$

$$\Delta A = \frac{g_{m1} + g_{m2}}{g_{m1}} = 1 + \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \quad (4.3)$$

步长的变化量为：

$$\begin{aligned} \sigma(\Delta A) &= \sigma\left(1 + \frac{g_{m2}}{g_{m1}}\right) = \sigma\left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}}\right) \\ &= \frac{\bar{g}_{m2}}{g_{m1}} \cdot \sqrt{\sigma^2\left(\frac{\Delta g_{m2}}{g_{m2}}\right) + \sigma^2\left(\frac{\Delta g_{m1}}{g_{m1}}\right)} \end{aligned} \quad (4.4)$$

增益步长的相对变化量为：

$$\frac{\sigma(\Delta A)}{\Delta A} = \sqrt{\sigma^2\left(\frac{\Delta g_{m2}}{g_{m2}}\right) + \sigma^2\left(\frac{\Delta g_{m1}}{g_{m1}}\right)} \quad (4.5)$$

在平方律条件下，跨导相对偏差可计算如下：

$$\begin{aligned} g_m &= 2\beta(V_{GS} - V_{TH}) \\ \frac{\Delta g_m}{g_m} &= \frac{\Delta\beta}{\beta} - \frac{\Delta V_{TH}}{V_{TH}} \\ \sigma\left(\frac{\Delta g_m}{g_m}\right) &= \sqrt{\sigma^2\left(\frac{\Delta\beta}{\beta}\right) + \sigma^2\left(\frac{\Delta V_{TH}}{V_{TH}}\right)} \end{aligned} \quad (4.6)$$

只考虑随机失配[15]有：

$$\sigma\left(\frac{\Delta\beta}{\beta}\right) = \frac{A_\beta}{\sqrt{WL}} \quad (4.7)$$

$$\sigma(V_{TH}) = \frac{A_{TH}}{\sqrt{WL}} \quad (4.8)$$

将式(4.7)(4.8)代入式(4.6)可得：

$$\sigma\left(\frac{\Delta g_m}{g_m}\right) = \frac{1}{\sqrt{WL}} \sqrt{A_\beta^2 + \frac{A_{TH}^2}{(V_{GS} - V_{TH})^2}} \quad (4.9)$$

公式(4.5)和(4.9)表明：输入管面积愈大，过驱动电压越大增益步长精度越高。但是这些因素受到输入电容，功耗等方面的限制。本文将过驱动电压设置为 90mv 左右，设计满足输入电容大小要求。图 4-5 给出增益台阶的 MC 仿真结果，取样点数为 500。仿真表明步长对 3dB 的固有偏差为 0.13dB，这是由于放大管个数按比例分配时很难避免的固有量。偏差的均方差为 $\sigma = 0.05$ 。

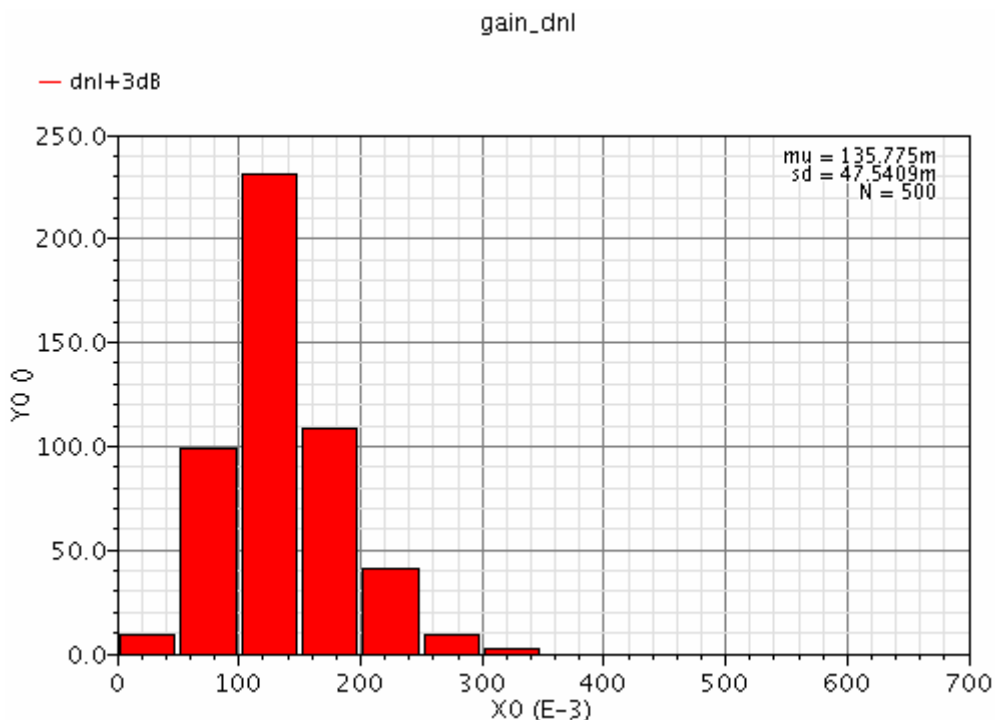


图 4-5 可编程放大器增益步长

4.2.3 频率响应

由于系统要求 PWD 工作频率达 860M 以上，且对 LNA 引入的负载电容小于 100f。因此原理图设计，版图设计布局布线需要对寄生做仔细考察。本节推导放大器电路的小信号模型，模型中考虑了版图设计时可能引入的寄生电容，并且分析放大器对 LNA 的负载效应。

图 4-6 给出了共源共栅放大器小信号寄生模型。图中 $C_1 = C_{gd1} + C_{p1}$ ， $C_2 = C_{jd1} + C_{js2} + C_{gs2} + C_{p2}$ ， $C_3 = C_{jd2} + C_{gd2} + C_{p3}$ 。 C_c 和 C_{pi} 为版图设计时可能引入的耦合寄生电容。分析时均忽略沟道长度效应。

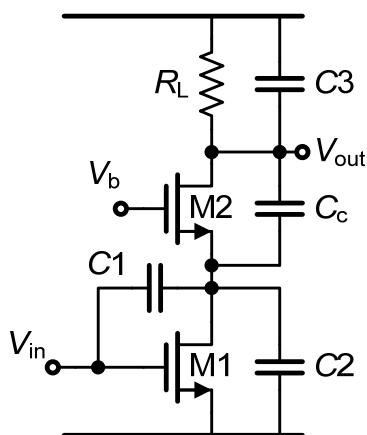


图 4-6 共源共栅放大器寄生模型

图 4-6 电路容易等效为共栅极放大器即图 4-7，其中 $I = (g_{m1} + sC_1)V_{in}$ ， $C_e = C_1 + C_2$ ，其余保持不变。

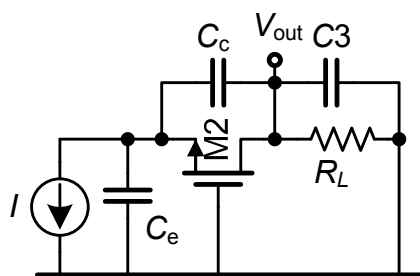


图 4-7 等效电路图

利用小信号模型可以得出图 4-7 传递函数为：

$$\frac{V_{out}}{I} = \frac{sC_c + g_{m2}}{(sC_e + g_{m2}) \cdot (sC_3 + g_L) + (s(C_2 + C_3) + g_L) \cdot sC_c} \quad (4.10)$$

如果暂忽略掉 C_c 的作用，上式表明系统有两个极点分别是 $\frac{g_L}{C_1}$ 和 $\frac{g_{m2}}{C_e}$ ，设计时，

通常有 $g_{m1} \approx g_{m2}$ ， $\frac{g_L}{C_1}$ 为主导极点。如果考虑 C_c 的作用，利用根轨迹分析法可以分析得出 C_c 起到聚合两个极点的作用，也就是说带宽会提高。图 4-8 给出放大器幅频响应特性后仿结果。图中显示了在 50M~860M 范围内最大衰减 0.36dB。

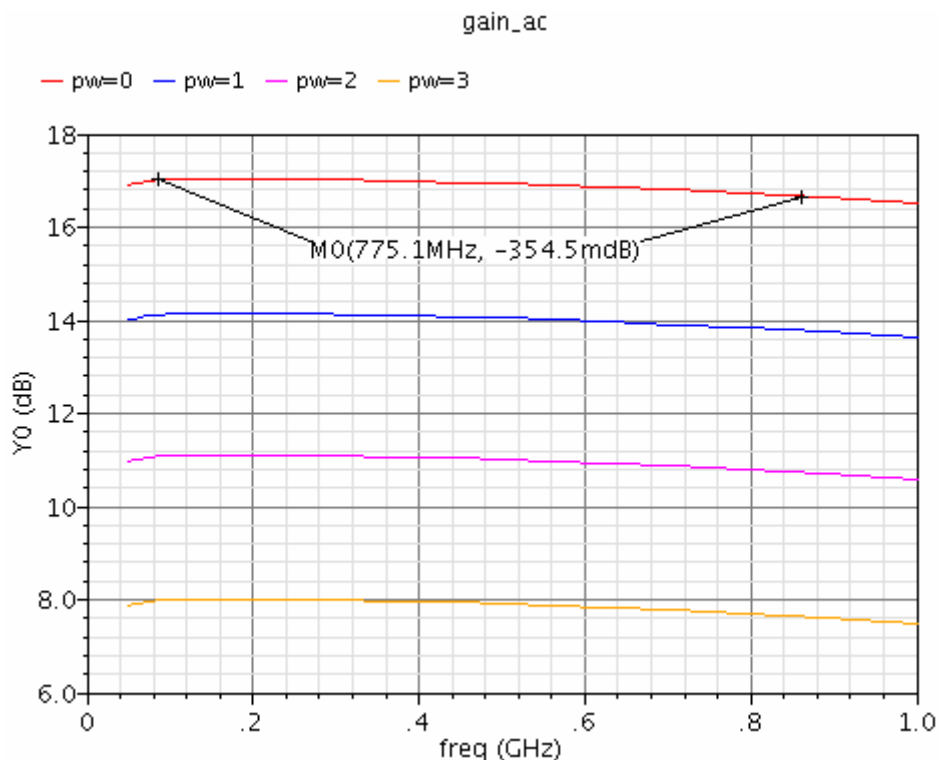


图 4-8 放大器后仿幅频响应

放大器输入管对 LNA 的负载效应包括 C_{gs} 与 C_{gd} 两个寄生电容。其中 C_{gd} 考虑 miller 效应，而共源共栅放大器利用共栅极隔离 miller 效应。设 M1 管漏端对输入的增益为 A ，则对 LNA 的负载等效电容 C_{in} 可计算如下：

$$A = \frac{g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb}} \quad (4.11)$$

$$C_{in} = C_{gs} + (1 + A) \cdot C_{gd} \approx C_{gs} + 2 \cdot C_{gd} \quad (4.12)$$

本文设计的输入等效电容可以满足小于 100fF。

4.3 整流器设计

4.3.1 半波整流器工作原理

图 4-9 给出了一种适用于单端输入，高速应用的整流器结构[16]。图中输入管 M1、M2、M3 有相同的尺寸，输出电压为 $V_{out} = V_{out1} - V_{out2}$ 。此种结构中，输入管既可偏置在亚阈值区也可以偏置在平方律区。下面分析对不同的工作状态直流传输特性。

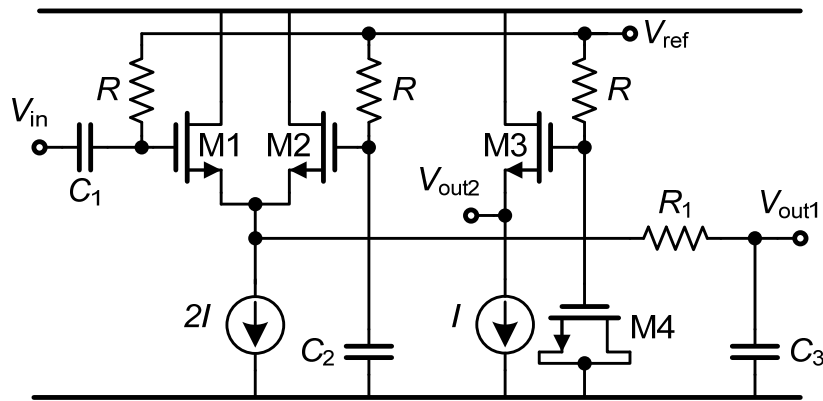


图 4-9 半波整流器

当 M1、M2 均工作在平方律区时。可以分别列出 M1、M2 电流表达式：

$$I_1 = \beta (V_{ref} + V_{in} - V_s - V_{TH})^2 \quad (4.13)$$

$$I_2 = \beta (V_{ref} - V_s - V_{TH})^2 \quad (4.14)$$

$$I_1 + I_2 = 2I \quad (4.15)$$

联立式(4.13)~(4.15)可以得到：

$$V_s = V_{ref} - V_{th} - \left(\sqrt{\frac{I}{\beta} - \left(\frac{V_{in}}{2}\right)^2} - \frac{V_{in}}{2} \right) \quad (4.16)$$

当 $V_{in} = 0$ 时，源极电压也即 V_{out2} 为：

$$V_{\text{out2}} = V_{\text{ref}} - V_{\text{th}} - \sqrt{\frac{I}{\beta}} \quad (4.17)$$

这样直流传输电压为:

$$V_s - V_{\text{out2}} = \sqrt{\frac{I}{\beta}} - \sqrt{\frac{I}{\beta} - \left(\frac{V_{\text{in}}}{2}\right)^2} + \frac{V_{\text{in}}}{2} \quad (4.18)$$

如果输入为正弦波 $V_{\text{in}} = A\cos\omega t$, 则输出瞬态输出为

$$V_s - V_{\text{out2}} = \sqrt{\frac{I}{\beta}} - \sqrt{\frac{I}{\beta} - \left(\frac{A\cos\omega t}{2}\right)^2} + \frac{A\cos\omega t}{2} \quad (4.19)$$

滤波后输出电压 V_{out} 即为对上式在一个周期内积分的平均值。

如果输入管偏置在亚阈值区, 也就是输入管工作在开关状态。当输入信号增大时, M2 很快关断, 这时 M1 源端电压跟随输入变化; 当输入信号减小时, M1 管很快关断, 由于 M2 栅压不变, M1 源端电压输出保持不变。上述过程也就是对输入信号的半波整流。图 4-10 给出的上述过程示意图。

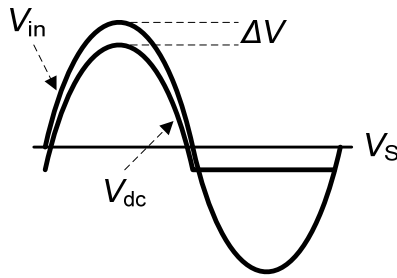


图 4-10 半波整流过程

注意到当 M1 源端跟随输入变化时, M1 电流为初始时的两倍。记漏电流为 I 时, 栅源电压为 V_{gs1} ; 漏电流为 $2I$ 时为 V_{gs2} 。只考虑输入管关断时输出特性, 则有信号增大时传输电压可计算如下:

$$V_s = V_{\text{ref}} + V_{\text{in}} - V_{\text{gs2}} \quad (4.20)$$

$$V_{\text{out2}} = V_{\text{ref}} - V_{\text{gs1}} \quad (4.21)$$

$$V_{\text{dc}} = V_s - V_{\text{out2}} = V_{\text{in}} - (V_{\text{gs2}} - V_{\text{gs1}}) = V_{\text{in}} - \Delta V \quad (4.22)$$

信号减小时传输电压计算为:

$$V_s = V_{\text{ref}} - V_{\text{gs2}} \quad (4.23)$$

$$V_{\text{out2}} = V_{\text{ref}} - V_{\text{gs1}} \quad (4.24)$$

$$V_{\text{dc}} = V_s - V_{\text{out2}} = V_{\text{gs2}} - V_{\text{gs1}} = \Delta V \quad (4.25)$$

最后的输出电压就是图 4-10 中 V_{dc} 曲线滤波后直流输出。

任何偏置电流, 输入管尺寸可等比例地归为同一偏置电流情形。因此分析时

可以固定偏置电流，只考虑尺寸变化。当尺寸增大时，以上推导表明输出电压会增大。本文设计中，一方面要获得足够大输出电压，在给定的可检测范围内，降低对前置 PGA 和后级放大器增益的要求，另一方面要获得较好的误差补偿效果，输入管可偏置在临界导通状态。图 4-11 给出输入信号 50M 时瞬态仿真结果。峰值相差 38.29mV 与直流仿真得到 $\Delta V = 37.66\text{mV}$ 基本一致。

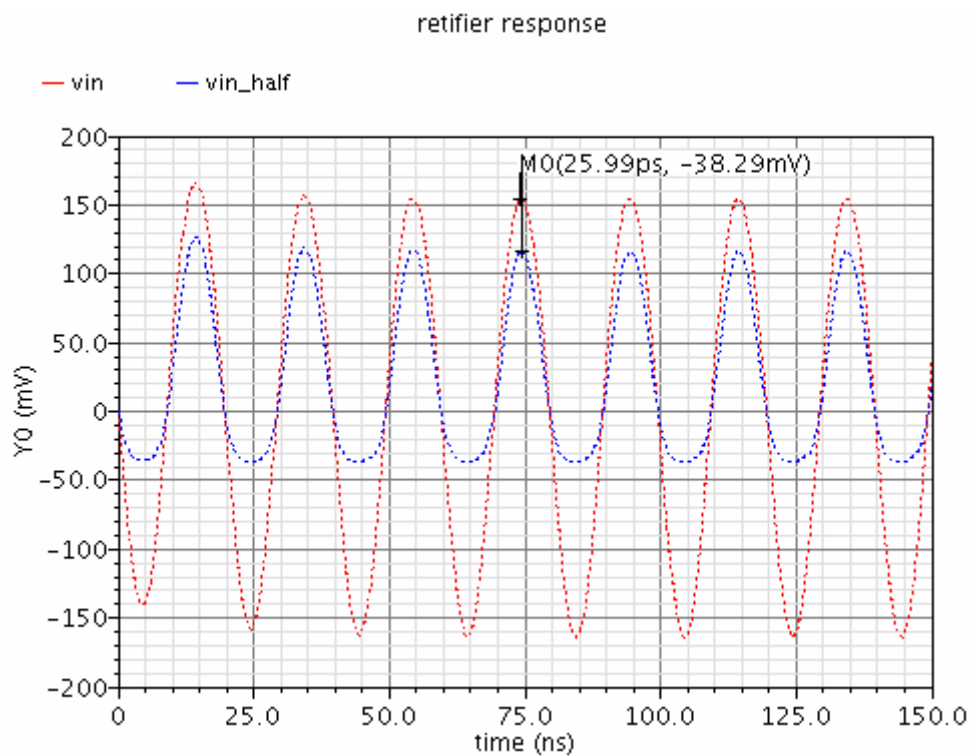


图 4-11 半波整流响应曲线

半波整流后的输出直流与输入信号的有效值成正比，如果输入信号功率单位换算为 dBm，则输入输出并非线性而是指数关系。图 4-12 给出的 PWD 输入功率-输出电压响应曲线。但数字自动增益算法同样可以利用非线性 VP 曲线读取输入功率值。方法是利用寄存器记录几个电压值对应的输入功率，读取算法采用类似于查表法，实际上这在复杂度上并不高于线性 VP 曲线的情形。

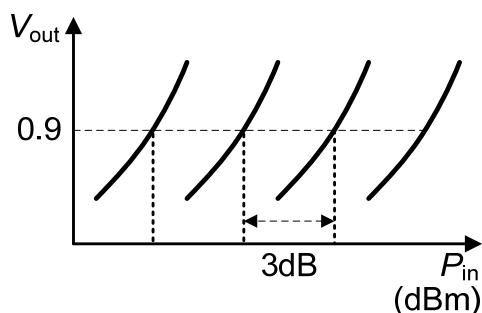


图 4-12 PWD 实际 VP 曲线

4.3.2 误差分析

当电路工作在平方律区时，有前节推导可知误差来源为 $\sqrt{I/\beta} = V_{gs} - V_{th}$ ，利用 RSSI 电路中的恒定过驱动电压偏置，可以很容易补偿。本文的设计输入管偏置在临界导通状态，所以主要考虑 ΔV 的变化情况。 ΔV 可以计算为：

$$\Delta V = V_{gs2} - V_{gs1} = \sqrt{2I/\beta} - \sqrt{I/\beta} \quad (4.26)$$

上式表明恒定过驱动电压应当有较好的补偿的效果。图 4-13 为简化分析 ΔV 的电路图，仿真可以确认 ΔV 的补偿结果。图 4-14 给出 ΔV 补偿后随温度变化的情况。表明补偿后 ΔV 变化率降为恒定电流偏置的一半。恒定电流偏置条件下 ΔV 温度变化率为 $0.07\text{mv}/^\circ\text{C}$ ，而恒定过驱动电压偏置条件下温度变化率为 $0.035\text{mv}/^\circ\text{C}$ 。表 4-2 给出两种偏置的工艺角仿真结果(单位 mv)。

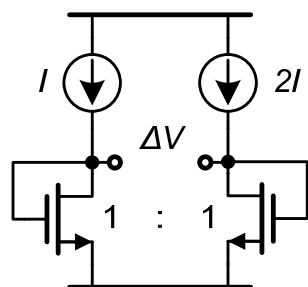


图 4-13 过驱动电压差值补偿

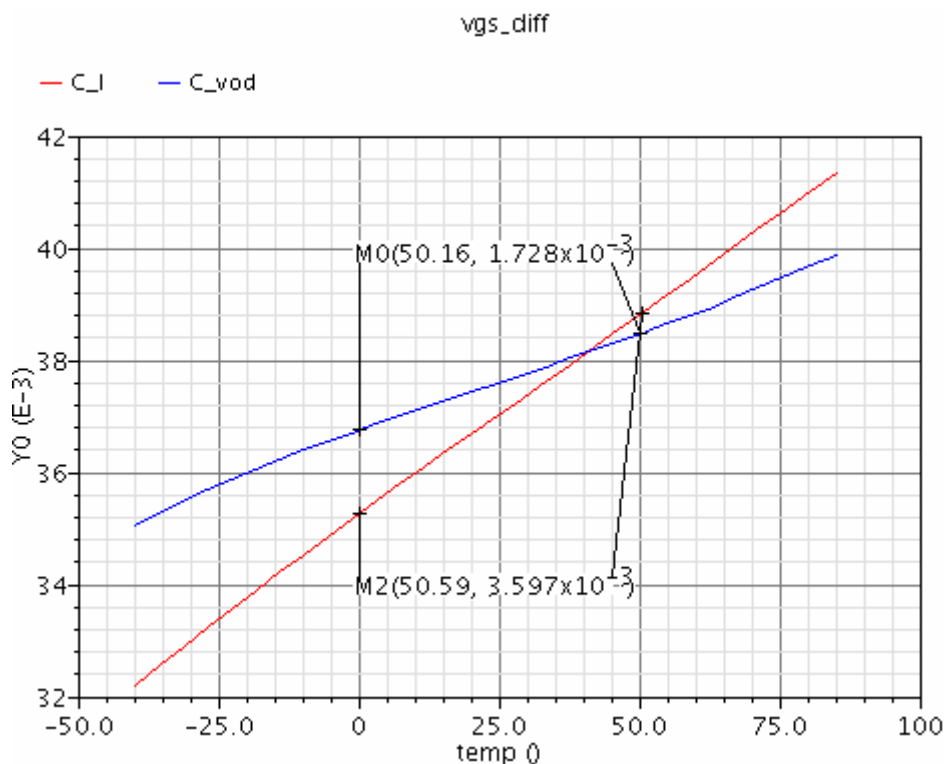


图 4-14 ΔV 温度变化特

表 4-2 ΔV 工艺角仿真结果

| 偏置 | tt | ff | ss |
|-------|-------|-------|-------|
| 恒定电流 | 37.04 | 34.94 | 39.02 |
| 恒定Vod | 37.61 | 35.96 | 39.06 |

4.3.3 频率特性

影响电路速度的主要因素在 M1 源端节点对地电容。因为当信号增大时，如果源端要跟随其变化，必须要对源端电容充电，导致速度下降。仿真可以发现此节点电容越大，频率特性越恶化。此点电容主要包括电流源寄生电容，M2 管 C_{gs2} (其栅端为交流地)，以及版图设计可能引入的寄生电容。对于 M1 管的 C_{gs1} 电容，由于工作状态下栅源电压近似相等，故此电容作用可以不计。因此设计针对上述原因减小可能引入的寄生。

图中输出 RC 设计要在电路响应时间和输出纹波之间做折中。而且设计时特别注意 V_{out2} 的耦合纹波大小，因为纹波会经后级放大器直接放大输出，可以考虑引入 RC 抑制纹波。

4.4 运算求差电路设计及其矫正

4.4.1 仪表放大器设计

整流器两路输出直流电压通过仪表放大器，求差放大后输出。采用典型的 3 运放仪表放大器，电路图 4-15 所示[16]。可以推出输出电压表达式为：

$$V_{out} = (V_{out1} - V_{out2}) \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_7}{R_5}\right) + V_{ref} - (I_{inp} - I_{inn}) \cdot R_2 \cdot \frac{R_7}{R_5} \quad (4.27)$$

此种结构增益很容易通过调整 R_1 的大小改变，而且共模抑制能力与增益成正比。

本文设计主要考虑放大器输出失调电压和增益精度两个方面。图中注入的电流用于直流失调矫正，且 $V_{out1} = V_{inp}$ ， $V_{out2} = V_{inn}$ 。电路失调电压包括：前级整流器输出直流失调，电路自身运算放大器失调，电阻失配等因素。电路矫正时输入电压设置为固定参考值，因此运放不适合采用轨到轨输入级，宜采用单管输入结构。由于整流器输出电压相对较低，图中运算放大器采用 PMOS 输入，折叠共源共栅两级结构。以上注入电流不能矫正增益误差，增益误差取决于图中电阻匹配，面积和版图仍需作仔细考虑。

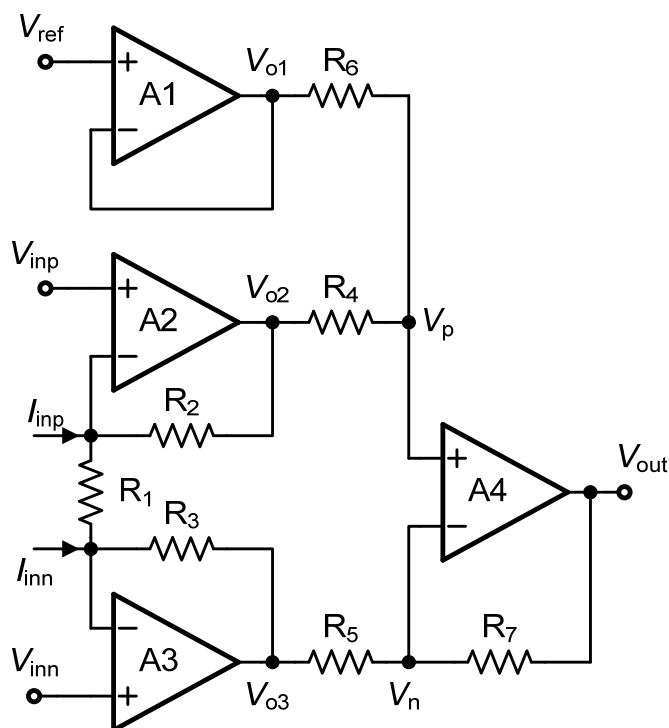


图 4-15 仪表放大器

4.4.2 失调数字校正

由输出电压表达式可知，通过调整 $I_{\text{inp}} - I_{\text{inn}}$ 大小就可以对仪表放大器做失调校正。可以通过设计差动输出电流型数模转换器(DAC)，进行数字校正。记差模输出为 I_{dm} ，步长为 I_{LSB} ，DCA 输出满足： $I_{\text{dm}} = I_{\text{inp}} - I_{\text{inn}}$ ，数字码每增加 1，IA 输出电压减小 $I_{\text{LSB}} \cdot R_2 \cdot \frac{R_7}{R_5}$ 。利用二分法可以快速完成失调校正。下面简要介绍二分法校正过程。

PWD 进入校正模式后，前置放大器失效，整流器输入为零，同时滤波电阻短接以使电容快速充电，达到稳定值，IA 输入参考电压切换到 $\frac{v_{\text{dd}}}{2}$ 。此时 DAC 的初始值为中间值($N \text{ bit}$ 则为 2^{N-1})，记输出失调电压为 V_{os} ，输出电压为：

$$V_{\text{out}} = V_{\text{ref}} + V_{\text{os}} - \frac{1}{2} I_{\text{LSB}} \cdot R_2 \cdot \frac{R_7}{R_5} \quad (4.28)$$

二分法从数字码最高位开始向低位依次判断给出每一位的取值。方法是：输出电压与 V_{ref} 比较，如果高于 V_{ref} ，则本位取 1，否则置零。然后按照上述过程判断下一位取值，直到数字码最后一位。如果利用 BBADC 判断最低位取 1 或 0，可以给出最小误差取值，最后校正最大误差为 $\text{error} = \frac{1}{2} I_{\text{LSB}} \cdot R_2 \cdot \frac{R_7}{R_5}$ ；如果校正

过程只采用比较器完成，则最后的矫正误差最大为 $error = I_{LSB} \cdot R_2 \cdot \frac{R_7}{R_5}$ 。

矫正完毕后，PWD 进入工作模式，此时放大器使能。对与功率检测 VP 曲线在设给定功率点，设其斜率为 $slop$ ，则矫正后的矫正后，VP 曲线的平移量误差量可计算如下：

$$\Delta P = \frac{error}{slop}$$

$$error = slop \cdot \Delta P \quad (4.29)$$

有上式知 $error$ 的相对变化量即 DAC 的 DNL 的相对变化量，也就是 ΔP 的相对变化量。用公式表达为：

$$\frac{\sigma(\Delta P)}{\Delta P} = \frac{\sigma(error)}{error} = \frac{\sigma(I_{LSB})}{I_{LSB}} \quad (4.30)$$

如果 $slop = 100\text{mv} / \text{dBm}$ ，如果要求得到 $\Delta P \leq 0.1\text{dBm}$ 的平移误差，需满足：

$$error \leq 10\text{mv}$$

即：

$$\frac{1}{2} \cdot I_{LSB} \cdot R_2 \cdot \frac{R_7}{R_5} \leq 10\text{mv} \quad (4.31)$$

根据上式可以计算出 DAC 理想情形下的最小电流单元大小。同时根据相对变化精度给出 DAC 的相对 $DNL = \frac{\sigma(I_{LSB})}{I_{LSB}}$ 。

4.4.3 数模转换器设计

图 4-15 中仪表放大器利用数模转换器完成数字直流失调矫正，本文设计采用 6bit 全二进制电流型 DAC，图 4-16 给出了此种结构的示意图[17]。输出电流可以计算如下：

$$I_{op} = I_{D3} - I_{D5} = I_{D3} - I_{D7} + I_a \quad (4.32)$$

$$I_{on} = I_{D4} - I_{D6} = I_{D4} - I_{D8} + I_b \quad (4.33)$$

差模输出为：

$$I_{dm} = I_{op} - I_{on} = (I_{D3} - I_{D4}) - (I_{D7} - I_{D8}) + (I_a - I_b)$$

$$= (I_{D3} - I_{D4}) - (I_{D7} - I_{D8}) + (2I_a - I) \quad (4.34)$$

其中 $I = I_a + I_b$ 为所有电流支路总和。如果记图 4-11 中每一位 D_i 对应的支路为 I_i ，图中开关状态对应 $D_i = 1$ ，M7 与 M8，M1 与 M2 电流相同，则有：

$$I_a = \sum_i D_i \cdot I_i \quad (4.35)$$

$$I_{dm} = 2I_a - I \quad (4.36)$$

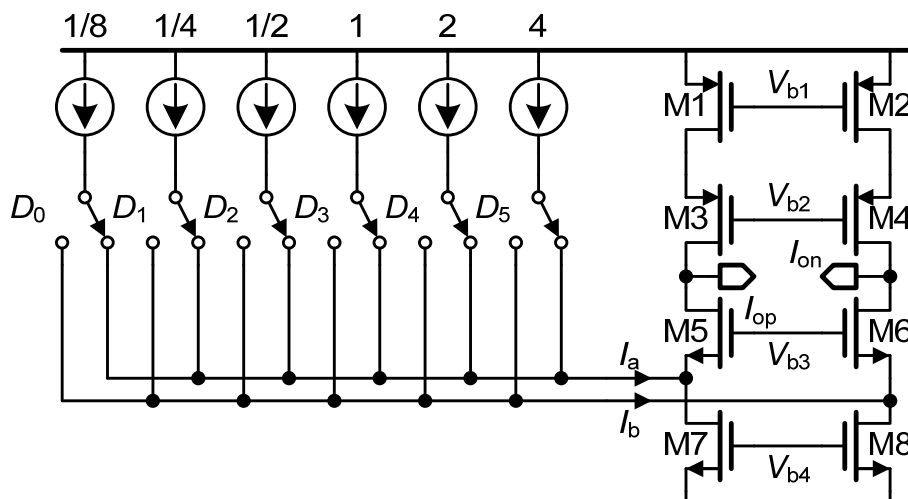


图 4-16 电流型数模转换器(6bit)

设计中主要关心 DAC 的微分非线性(DNL)。这是因为 DAC 差模输出电流注入到仪表放大器中转换为电压矫正输出失调电压, 矫正精度为 $\frac{1}{2} \cdot DNL$ 。下面分析 DNL 误差特性。相邻数字码切换时, 即 DAC 输入由 $n-1$ 变化为 n , 记输出电流分别记为 I_{n-1} 和 I_n , 则有:

$$DNL = I_n - I_{n-1} \quad (4.37)$$

两输入码中在一些位上可能取值相同, 如 001100 切换 001101。在电路中这代表受这些位控制的开关有相同的状态。这样两个电流有公共的输出电流支路, 上式可改写为:

$$I_n = 2 \cdot (I'_n + i) - I \quad (4.38)$$

$$I_{n-1} = 2 \cdot (I'_{n-1} + i) - I \quad (4.39)$$

$$DNL = 2 \cdot (I'_n - I'_{n-1}) \quad (4.40)$$

上式中 i 为公共支路电流总和, I'_n 与 I'_{n-1} 为独立支路电流总和, 两者是统计独立的。设 I'_n 和 I'_{n-1} 分别有 k_1 和 k_2 个最小电流单元, 则有:

$$\begin{aligned} \sigma(DNL) &= 2 \cdot \sqrt{\sigma^2(I'_n) + \sigma^2(I'_{n-1})} \\ &= 2 \cdot \sigma(I_{LSB}) \cdot \sqrt{k_1^2 + k_2^2} \end{aligned} \quad (4.41)$$

当输入从 011111 至 10000 切换时上式取最大值有:

$$k_1 = 2^5 - 1 \quad k_2 = 2^5 \quad (4.42)$$

$$\sigma(DNL) = 2 \cdot \sigma(I_{LSB}) \cdot \sqrt{k_1^2 + k_2^2} \approx 2 \cdot \sigma(I_{LSB}) \cdot 2^{5+\frac{1}{2}} \quad (4.43)$$

这样最大相对非线性误差为:

$$2^{5+\frac{1}{2}} \cdot \frac{2 \cdot \sigma(I_{LSB})}{I_{LSB}} \quad (4.44)$$

根据矫正精度设计需求给出最大相对 DNL 误差，跟距上式求出最小电流单元的相对精度 $\frac{\sigma(I_{LSB})}{I_{LSB}}$ 。只考虑随机失配情形下，最小单元的面积应满足：

$$\min(WL)_{LSB} = \frac{A_{\beta} + \frac{4A_{V_{th}}^2}{(V_{GS} - V_{th})^2}}{\left(\frac{\sigma(I_{LSB})}{I_{LSB}}\right)^2} \quad (4.45)$$

输出结构中 M7 与 M8, M1 与 M2 要匹配良好，这样可以保证较小的输出失调电流。而且当 M5(M6)漏电流最大时，M7(M8)能够饱和。

本文按照上述的设计原则，最后确定电流镜单元的尺寸，合理分配开关管及输出结构中各 MOS 管的过驱动电压，设计得到了满足性能要求的 DAC。图 4-17 给出 6bit DAC 微分非线性 MC 仿真结果，取样点数为 200。可以发现最大误差发生在 31 至 32 切换时，图 4-18 给出此处 DNL 的分布情况，可以得出 DAC 输出电流 $LSB = 158nA$ ， $\sigma(DNL) \leq 0.2LSB$ 。

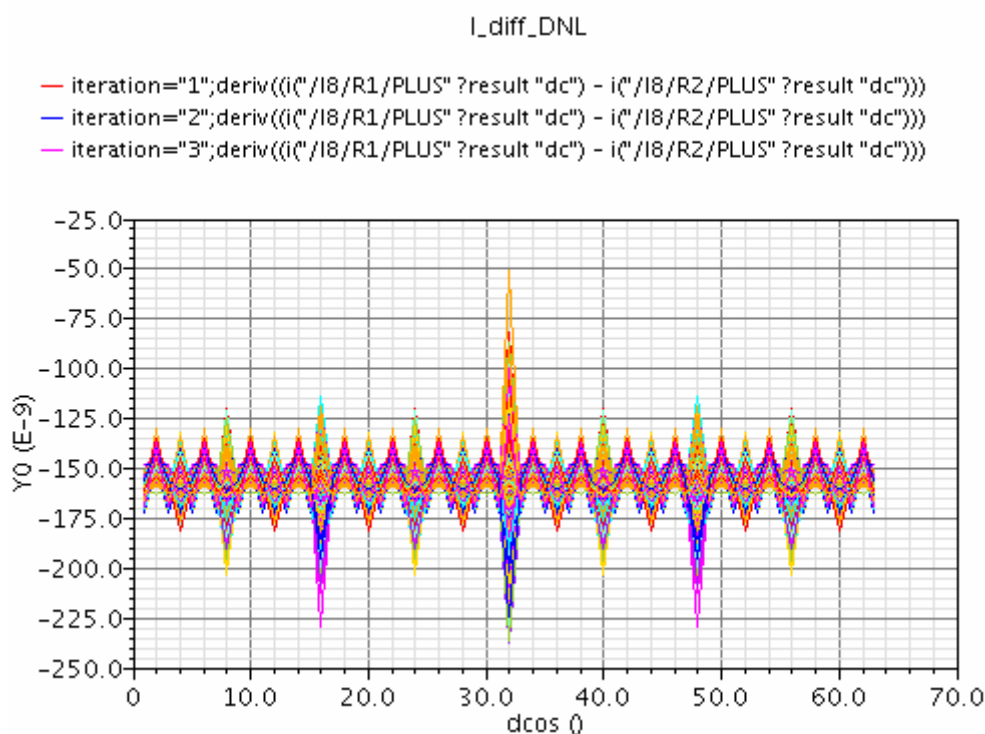


图 4-17 DAC 微分非线性

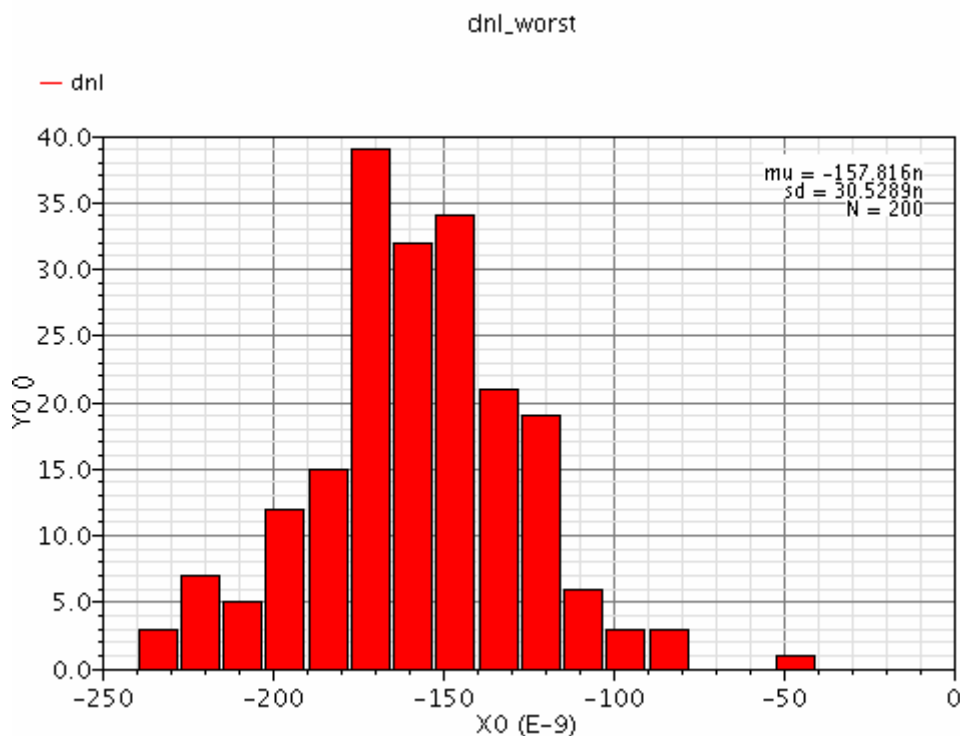


图 4-18 DNL 分布情况

4.5 信号特性分析

本章给出的 PWD 输出与第三章中 RSSI 同样会受到信号形式的影响，主要体现在 PWD 中半波整流器对不同类型信号的响应。不同于 RSSI 的是本章中整流器只做半波整流不会饱和，信号之间的差异主要存在于信号半波的时间平均值之间的不同。PWD 检测所有频道的信号，所以本节以单频信号输入和带外双音干扰输入两种情形为例说明上述问题。

单频信号记为：

$$V_{\text{sig1}} = A_1 \cos \omega t \quad (4.46)$$

双音干扰信号记为：

$$V_{\text{sig2}} = \frac{A_2}{2} \cos \omega t + \frac{A_2}{2} \cos(\omega + \Delta \omega)t = A_2 \cos \omega t \cos \Delta \omega t \quad (4.47)$$

由第三章中推导知，如果两者有相同输入功率幅度应满足 $A_1 = A_2 / \sqrt{2}$ 。经过 PWD 半波整流后 RC 滤波前，对于单频信号输出正比于：

$$V_{o1} = \frac{|A_1 \cos \omega t| + A_1 \cos \omega t}{2} \quad (4.48)$$

对于双音干扰输出正比于：

$$V_{o2} = \frac{|A_2 \cos \omega t \cos \Delta \omega t| + A_2 \cos \omega t \cos \Delta \omega t}{2} \quad (4.49)$$

同样由 RSSI 的推导可得滤波后输出分别正比于 $\frac{1}{\pi} A_1$ 和 $\frac{2}{\pi^2} A_2$ 。这样两种情形下相同输入功率，PWD 输出会有差异。

由 RSSI 推导可知，在双音干扰输入情形下，整流器同样会产生频率为 $\Delta\omega$ 的正弦分量，这样虽然 PWD 检测的是射频频段的信号，但 RC 滤波却要求与 RSSI 一样，能够滤除低频分量。

上述分析表明本章设计 PWD 电路应用时的复杂性。电路设计，主要通过正弦信号输入测试相关性能指标，与 RSSI 一样，应用要针对具体输入信号形式给出 VP 曲线。比如接受机特别关心邻道干扰时，就可采用双音测试得到的 VP 曲线，而这时与其他类型信号输入 VP 曲线的差异此时并不关心。

4.6 电路仿真结果

本小节给出功率检测电路 VP 曲线，PGA 设置为最高增益，输入信号为正弦波。仿真给出 VP 曲线的频率偏移量、温度特性、工艺角误差、MC 特性，信号差异，最后给出图表总结。与 RSSI 类似，以输出为 $v_{dd}/2=900\text{mV}$ 时的输入功率(dBm)作为参考衡量 VP 曲线偏移量。本文设计参考输入为 -23dBm。

射频功率检测电路 VP 曲线如图 4-19 所示，曲线非线性较强，参考功率点处变化率为 100mV/dBm 。图中显示了可检测输入功率范围为：-26dBm~-14dBm，输出电压范围为：0.65~1.2。

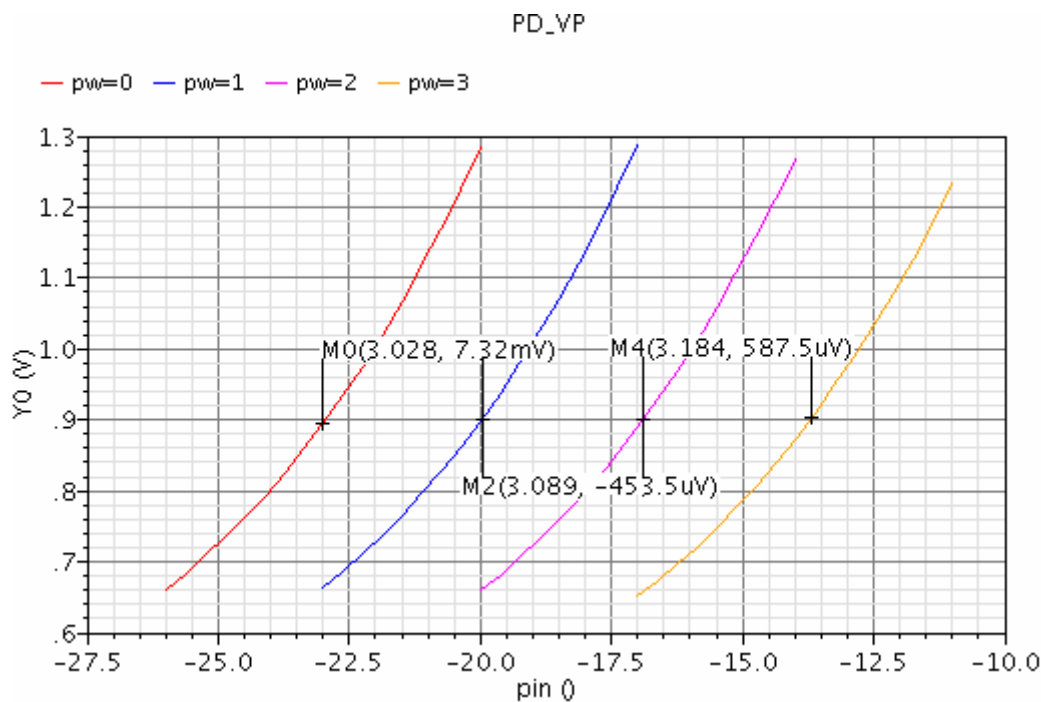


图 4-19 功率检测器 VP 曲线

图 4-20 分别给出 50MHz、400MHz、800MHz 正弦波信号输入情形的 VP

曲线仿真结果。以 400MHz 信号为参考，VP 曲线最大偏移小于 0.25。

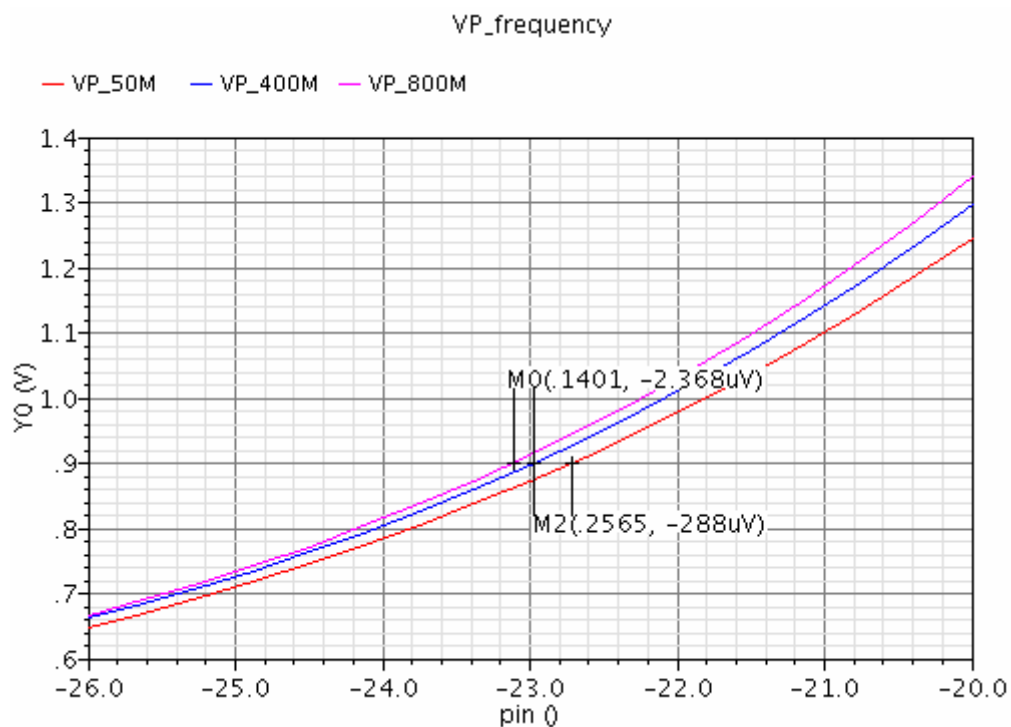


图 4-20 PWD 频率特性

温度变化引起 VP 曲线平移, 图 4-21 给出本次设计输入参考功率(dBm)温度变化曲线。可以得出温度变化引起 VP 曲线对常温偏移量 $\leq \pm 0.1\text{dB}$ 。

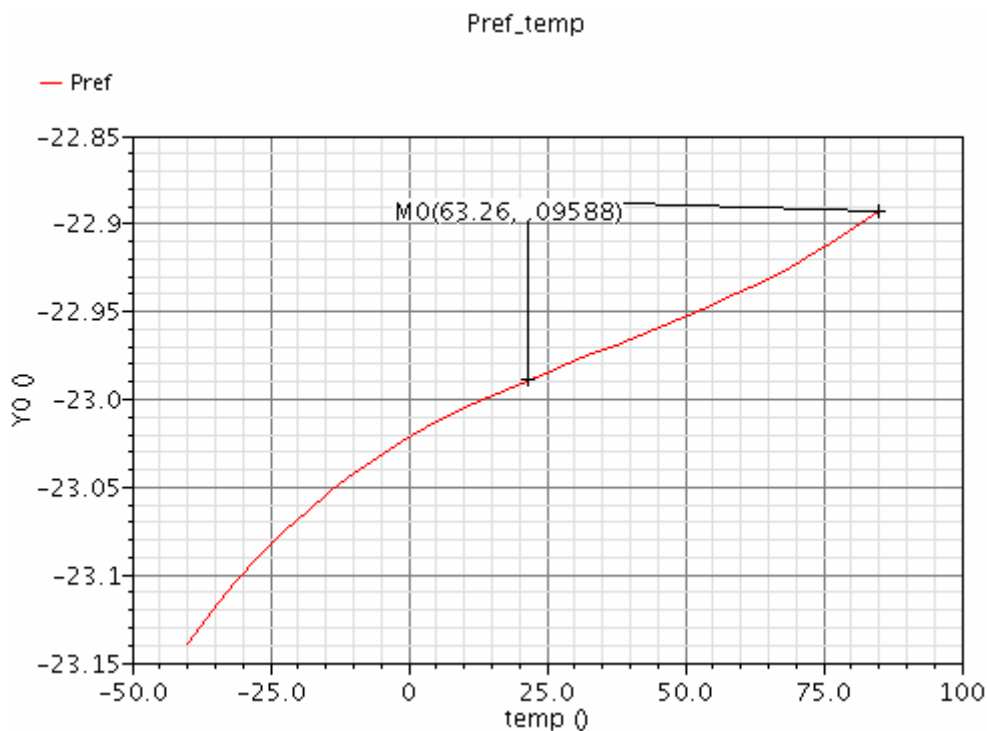


图 4-21 参考功率温度特性曲线

表 4-3 给出温度为 25°C 情形下典型 MOS 与电阻工艺角组合情形下输入参考功率仿真结果。偏离正常条件下误差为 $\leq \pm 1\text{dB}$ 。

表 4-3 参考功率工艺角仿真结果

| Res \ MOS | tt | ff | ss |
|-----------|-------|-------|-------|
| tt | 22.98 | 23.67 | 22.28 |
| ff | 22.84 | 23.50 | 22.14 |
| ss | 23.09 | 23.80 | 22.38 |

图 4-22 给出通过 MC 仿真得到的输出直流失调二分法校正过程，仿真取样点数为 100。图 4-23 给出校正后输入参考功率分布情况。可以看出如果未作校正，图 4-22 中初始时刻输出电压在很大范围内变化，经校正后输出电压满足 $|V_{\text{out}} - V_{\text{ref}}| \leq 21\text{mv}$ ，最大偏差近似等于校正电压增量 21mv。输入参考功率均值 $\bar{P}_{\text{ref}} = -23\text{dBm}$ ，均方偏差 $\sigma = 0.3$ 。这意味着输入参考功率将以 99.7% 的概率满足 $|P_{\text{ref}} - \bar{P}_{\text{ref}}| \leq 3\sigma = 0.9$ 。

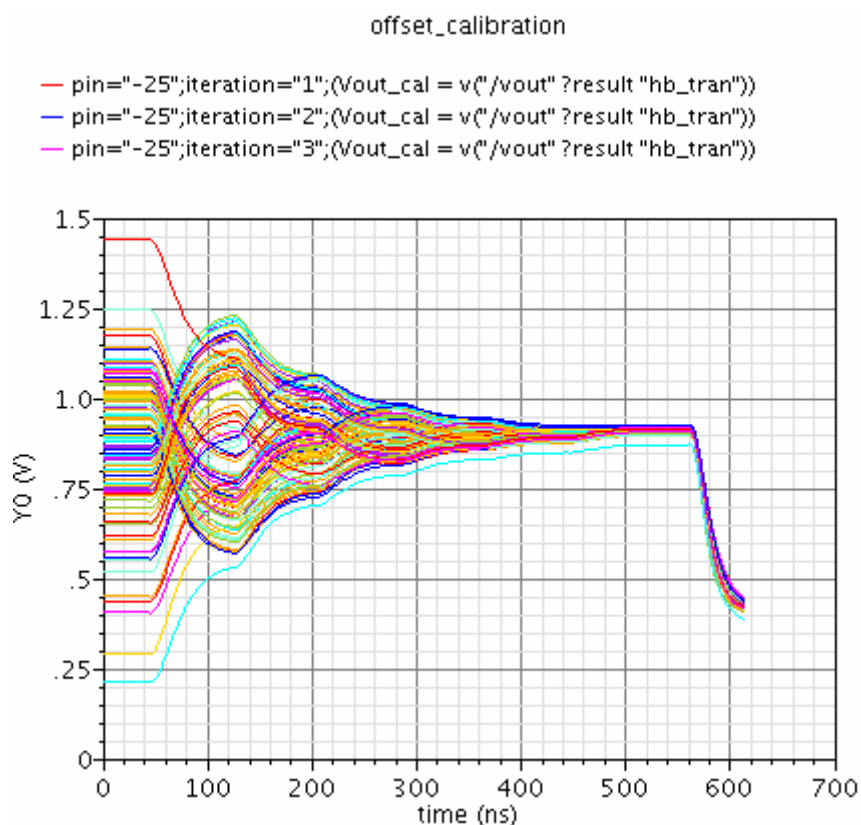


图 4-22 二分法直流失调校正

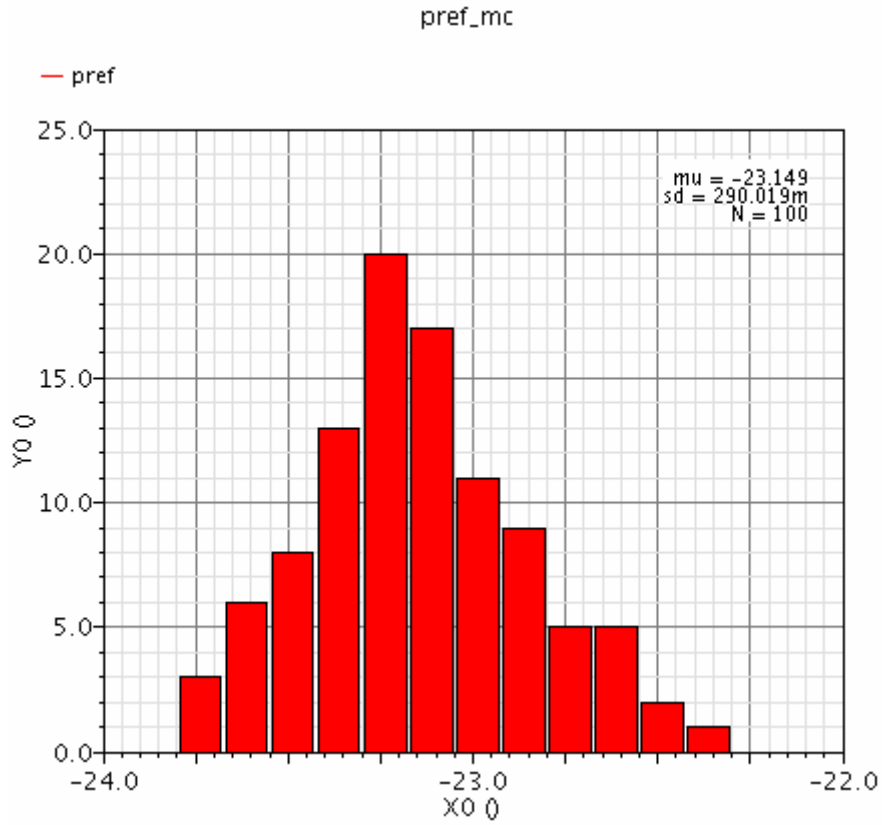


图 4-23 输入参考功率分布

图 4-24 分别给出相同输入功率下正弦信号、QAM 信号的瞬态响应曲线。仿真给出 5% 建立时间为 100us，纹波小于 30mV。

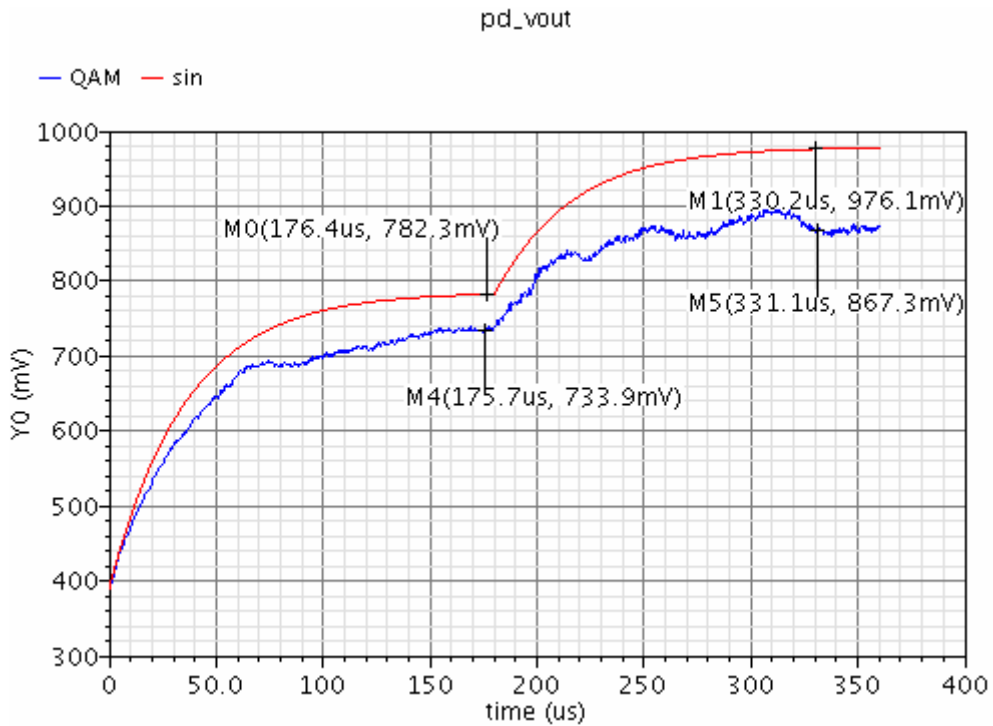


图 4-24 PWD 时间响应曲线

本文设计给出的性能可总结为表 4-4。

表 4-4 PWD 性能总结

| | | | |
|----------|-------|------|------|
| 检测范围 | 频率偏移 | 工艺误差 | 温度误差 |
| (dBm) | (dB) | (dB) | (dB) |
| -26~-14 | <0.25 | ≤1 | ≤0.1 |
| σ | 建立时间 | 纹波大小 | 功耗 |
| (dB) | (us) | (mv) | (mw) |
| 0.3 | 100 | 30 | 3.8 |

第五章 总结与展望

5.1 总结

本文设计完成了工作频段分别在低频 1K~20M 及射频 50M~860M 功率检测电路。低频部分，设计采用连续检测结构功率检测器；射频部分，根据 PGC 应用特点设计采用了数字控制功率检测结构。论文详细分析了两种结构的工作原理、频率特性、误差因素等方面。特别是利用直流传输特性线性近似方法比较清楚有效地分析了源极耦合整流器的相关特性，并且对功率检测器信号依赖性做了理论分析。为了减小电路检测误差，设计根据理论分析的结果，给出了有效的补偿方法，并且对电路中直流失调做了模拟或者数字矫正。文中对理论分析、补偿及矫正方法的有效性均给出仿真验证。最后论文总结了基于 TSMC0.18 工艺的电路设计性能。

5.2 展望

本文基于对信号整流后 RC 滤波的传统方案设计功率检测电路。设计存在输出对信号依赖性较强而且响应时间较慢等问题。由于具体 PGC 应用的特点，本文设计只需检测较高输入功率范围，对于小功率检测未作研究，同时设计中的补偿、矫正、匹配优化增加了功耗、面积上的成本。进一步研究应当从系统层次上对上述问题做出改进。

本文对 CMOS 恒定跨导偏置、整流器等电路亚阈值工作特点难以给出有效的理论分析，主要根据是平方律近似和仿真做出判断。今后工作应当通过关注器件更为详细的物理特性解决上述问题。

致谢

硕士学习阶段即将结束，也是我整个求学生涯的最后时光。虽然是短短两年，我觉得自己进步很大，因此在这里诚挚感谢 RFIC 设计组的所有成员。

首先，感谢学识渊博，治学严谨的唐长文教授。在唐老师悉心指导下，我有幸进入了模拟集成电路设计领域的大门，掌握了相应的工作方法。唐老师的殷切希望也不断激励我在今后的人生中不断奋斗。

然后，感谢 RFIC 组的杨涛、卓晨飞、万熊熊、张伟、黄实，在这两年里我们共同面对学习、生活、工作中的种种问题，不断克服困难阻扰，让我感受到友谊的力量，团结合作的重要；感谢孙玉香、董叶，是你们恳切的帮助，使我在刚加入团队时能够很快地独立展开工作；感谢王明贵、宋波，与您们的诚意欢快的交流，使我获得了很多工作学习中的技能，收获生活中的愉悦。

最后，诚挚地感谢我挚爱的父母亲。

参考文献

- [1] 周嘉业, “射频接收机中自动增益控制电路的研究与设计” 复旦大学硕士学位论文, 2009.
- [2] 王文博, 郑侃, “宽带无线通信 OFDM 技术” 北京: 人民邮电出版社, 2003.
- [3] Po-Chium Huang, Yi-Huei Chen, and Chorng-Kuang Wang, “A 2-V 10.7-MHz CMOS Limiting Amplifier/RSSI”, IEEE Journal of solid-state circuits, VOL.35.NO.10, OCTOBER 2000.
- [4] Y. Melamed, A. Even-Chen and Solon J.Spiegel, “Systematic Design of RSSI and Logarithmic Amplifiers Circuits”, in IEEE int. symp. Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems, NOV. 2009, pp. 1-4.
- [5] 王静光, 马德群, 洪志良, “用于蓝牙接受通道 CMOS 限幅放大器和功率指示计”, 应用科学学报, Vol .23. NO.5, Sep. 2008.
- [6] Chris D. Holdenried, James W. Haslett, John G. McRory etc., “A DC-4-GHz True Logarithmic Amplifier: Theory and Implementation”, IEEE Journal of solid-state circuits, VOL.37.NO.10, OCTOBER 2002.
- [7] 宫志超, “射频接收机中自动增益控制及功率检测器设计” 复旦大学硕士学位论文, 2009.
- [8] Bahzad Razavi, “RF Microelectronics”, 北京: 清华大学出版社, 2003.12.
- [9] Chao Yang and Andrew Mason, “Precise RSSI with High Process Variation Tolerance”, in IEEE int. symp. Circuits and Systems, May 2007, pp. 2870~2873.
- [10] Analog Devices Inc. “5MHz-500 MHz 100dB Demodulating Logarithmic Amplifier with Limiter Output”, AD8309.
- [11] Bahzad Razavi. Design of Analog CMOS Integrated Circuits”, 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [12] Katsuji Kimura, “A CMOS Logarithmic IF Amplifier with Unbalanced source-Coupled Pairs”, IEEE Journal of solid-state circuits, Vol. 28.NO.1, JANUARY1993.
- [13] 熊秀春, 李智群, 王志功, 李伟, “应用于 DVB-T 系统的 RSSI 设计”, 东南大学学报, VOL.38. NO.1, Jan. 2008.
- [14] 甄志芳, 赵毅, 张福海, “全集成 CMOS 限幅器与场强指示器设计”, 南开大学学报 (自然科学版), Vol .41. NO.4, Aug. 2008.
- [15] Marcle J. M. Pelgrom, AAD C. J. Duinmaijer, “Matching Properties of MOS

Transistors”, IEEE Journal of solid-state circuits, Vol. 24.NO.5, OCTOBER 1989.

[16]褚敏, 戴庆元, 蔡新午, “移动数字电视接收机中宽带 RF RSSI 的设计”, 固态电子学研究与进展, Vol .31. NO.2, Sep. 2008.

[17]Willy M. C. Sansen, “Analog Design Essentials”, Springer, 2006.

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：_____