

移动数字电视调谐器中低噪声模拟滤波器的设计

戚建烨¹, 王小力¹, 王守军²

(1. 西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安; 2. IDT 科技(上海)有限公司, 200233, 上海)

摘要: 为了降低零中频移动数字电视调谐器中模拟滤波器的噪声, 提出了一种新的基于低噪声运算放大器设计的技术. 该技术通过对运放共模回馈小信号等效电路的分析, 采用左半平面零点对电路进行稳定性补偿, 在保证相位裕度的前提下优化晶体管尺寸, 降低低频闪烁噪声. 仿真结果表明, 同优化前相比, 该运放在 1 kHz 处的噪声系数降低约 3.4 dB. 应用该技术设计了一个 8 阶切比雪夫 II 型低通滤波器, 该滤波器具有 2.85 MHz、3.33 MHz、3.8 MHz 3 种可编程带宽模式, 在偏离带宽 1.4 MHz 处实现了 45 dB 衰减. 芯片采用台积电 0.18 μm 混合信号 1P 6M CMOS 工艺设计, 面积为 2.4 mm $\times$ 0.72 mm. 对电路进行了带版图寄生的后仿真, 结果表明滤波器的噪声性能满足系统设计要求.

关键词: 移动数字电视调谐器; 低通滤波器; 低噪声

中图分类号: TN47 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2009)02-0072-05

Analog Filter Design with Low Noise for Digital Video Broadcasting-Handheld Tuner

QI Jianye¹, WANG Xiaoli¹, WANG Shoujun²

(1. School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. IDT Technology (Shanghai) Ltd., Shanghai 200233, China)

Abstract: To reduce the noise of the analog filter in zero intermediate-frequency digital video broadcasting-handheld tuner, a new design technique base on low noise operational-amplifier(Op-amp) is presented. The small signal model of Op-amp's common mode feedback circuit is quantitatively analyzed, and then a left-half plane zero is leaded into the common mode feedback loop to compensate the stability. The size of the transistor is optimized to reduce the flicker noise under a determinate phase margin. Simulation results show that the noise figure of Op-amp at 1 kHz frequency is decreased by 3.4 dB, compared with the unimproved technique. The proposed technique is used in an eighth order Chebyshev II low pass filter that has three programmable bandwidths: 2.85 MHz, 3.33 MHz, and 3.8 MHz, and the attenuation is 45 dB at offset of 1.4 MHz. The filter is implemented in Taiwan semiconductor manufacturing corporation 0.18 μm mixed-signal 1P 6M CMOS process, which occupies a chip area of 2.4 mm $\times$ 0.72 mm. The post-layout simulation results show that the noise performance satisfies the design requirement of the system.

Keywords: digital video broadcasting-handheld tuner; low pass filter; low noise

模拟滤波器是电视调谐器的重要模块. 传统的对模拟滤波器的研究主要集中在滤波器的低功耗、高线性度以及频率校准等方面^[1-2]. 在零中频结构的

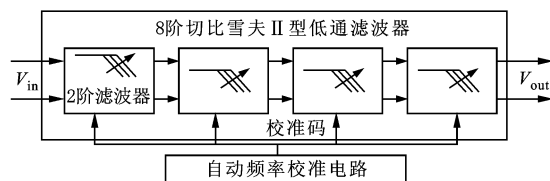
接收机中, 如何降低噪声, 尤其是低频闪烁噪声, 是研究者所面临的主要挑战之一^[3]. 在有源电阻电容滤波器中, 运放和电阻都贡献噪声. 通过采用较小的

电阻值,可以降低滤波器中电阻产生的热噪声^[4],但在给定的截止频率下,这将导致较大的电容值,增加电路成本.文献[5]在这一基础上,通过使滤波器的电容在不同标准之间共享,在一定程度上消除了大电容所带来的缺点.但是很明显,这一技术在单标准应用条件下无法使用.文献[6]通过增加运放输入管跨导的方法,降低运放所引入的噪声.但是,增加跨导常常意味着增加功耗.此外,增加输入管跨导对降低闪烁噪声作用有限^[7].

本文在选取合适的电阻、电容值的基础上,着重研究了滤波器中低噪声运算放大器的设计与实现,分析了两级运放的等效输入噪声关系,并据此进行了低噪声优化设计.进一步通过对运放共模回馈小信号等效电路的分析,应用左半平面零点对电路进行稳定性补偿,在保证相位裕度的前提下优化晶体管尺寸,最终降低了运放以及滤波器的闪烁噪声.理论分析和实验结果证明了这一技术的可行性.

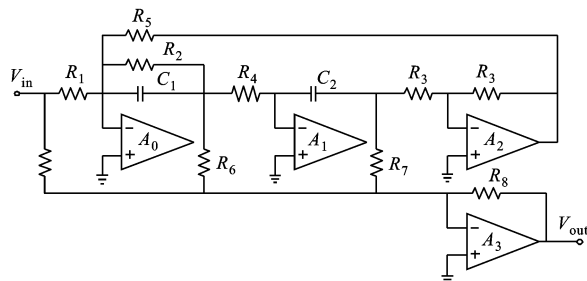
1 系统设计

零中频移动数字电视(DVB-H)调谐器要求模拟滤波器具有陡峭的过渡带特性、低噪声、高线性度以及精确的频率特性等.根据系统对滤波器的选择性要求^[8],我们采用8阶切比雪夫II型滤波器的逼近类型.高阶滤波器的级联方式相对于梯形原型设计有着模块化的优势,因此我们采用级联方式来实现.相对于跨导电容滤波器,有源电阻电容滤波器中的运放在死循环状态下工作,具有高线性度以及对寄生电容不敏感的优点.相对于开关电容滤波器,有源电阻电容滤波器省去了抗混叠滤波器,并且不需要时钟信号控制.在当前CMOS工艺下,有源电阻电容滤波器的精度较差,但可以通过额外的数字频率校准电路进行校准^[9].由此可见,有源电阻电容滤波器是最适合零中频DVB-H调谐器的滤波器实现方式.图1给出滤波器的结构框图.它由4个不同设计参数的二阶滤波器单元级联组成,由自动频率校准电路产生的校准码控制.图2给出二阶滤波器单元的具体电路实现.可以看到,二阶滤波器单元是基于传统的Tow-Thomas结构,在第4个运算放大器和电阻的帮助下,它能够综合出切比雪夫II逼近所需的低通带阻响应.为实现带宽2.85 MHz、3.33 MHz、3.8 MHz可编程,滤波器的电阻将采用开关电阻数组来实现,并通过数字电路进行控制.考虑到抑制共模噪声以及在低电源电压下提高线性度的需要,整个滤波器的设计采用全差分结构.



V_{in} 、 V_{out} : 差分输入、输出电压

图1 滤波器的结构框图



$A_0 \sim A_3$: 运算放大器; $R_1 \sim R_8$: 综合滤波器响应电阻;

C_1 、 C_2 : 综合滤波器响应电容

图2 二阶滤波器单元电路

2 电路设计

2.1 二阶滤波器单元设计

由图2,假设滤波器的零点频率为 ω_z , $R_1 = R_2 = R_0$, $R_4 = R_5 = R$, $C_1 = C_2 = C$,应用基尔霍夫定律进行分析,得到传输函数

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_8 \omega_z^2}{R_6 \omega_0^2} \frac{1 - (\omega/\omega_z)^2}{1 - (\omega/\omega_z)^2 + (j\omega/\omega_0)/Q} \quad (1)$$

式中: ω_0 为固有频率, $\omega_0 = \frac{1}{RC}$; Q 为品质因子, $Q = \frac{R_0}{R}$.

设 H_{OLP} 为滤波器的低频增益,则 $H_{OLP} = -\frac{R_8 \omega_z^2}{R_6 \omega_0^2}$.

2.2 运算放大器设计

运算放大器是有源电阻电容滤波器中最重要的设计单元.如图3所示,本文设计采用全差分输入输出的2级运算放大器结构,通过Miller电容和右半平面调零电阻进行稳定性补偿.运放的第1级为PMOS输入的一个差分对,以降低闪烁噪声,第2级采用共源级放大器,以提高运放增益.运放的共模回馈通过额外差分对来实现.

由式(1)可知,滤波器的电阻热噪声可通过增加电容值来减小,但这将牺牲芯片面积.为了进一步降低滤波器噪声,需要对运算放大器进行低噪声设计.如图3所示,考虑到信号将经过运放输入级的增益

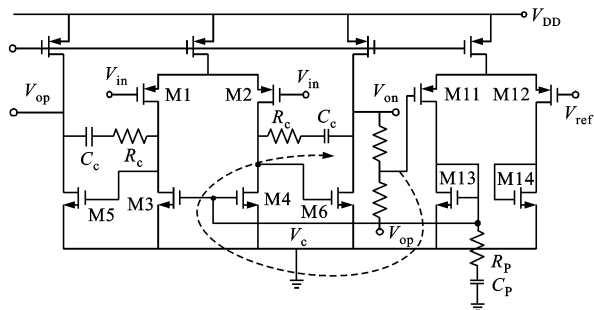


图3 运算放大器电路结构

放大,则可忽略运放输出级的噪声.运放的输入等效噪声主要由输入级的输入管 M1、M2 和负载管 M3、M4 决定.假定单位带宽输入参考热噪声均方电压和闪烁噪声均方电压为 $\overline{V_t^2}$ 、 $\overline{V_f^2}$,输入管 M1、M2 和负载管 M3、M4 的跨导分别为 $g_{M1,2}$ 、 $g_{M3,4}$,运用噪声模型,可得

$$\overline{V_t^2} \approx \frac{8kT\gamma}{g_{M1,2}} \left(1 + \frac{g_{M3,4}}{g_{M1,2}}\right) \quad (2)$$

$$\overline{V_f^2} \approx \frac{2k_p}{(WL)_{1,2}C_{ox}f} + \frac{2k_N g_{M3,4}^2}{(WL)_{3,4}C_{ox}f g_{M1,2}^2} \quad (3)$$

式中: k_p 、 k_N 分别为 PMOS 和 NMOS 器件的闪烁噪声系数; γ 为与沟道长度相关的常数; W 为 MOS 管的宽度; L 为 MOS 管的长度; C_{ox} 为单位面积的栅氧化层电容.从式(2)和式(3)可知,增加输入管的跨导,或降低负载管的跨导,就可以降低热噪声与闪烁噪声.

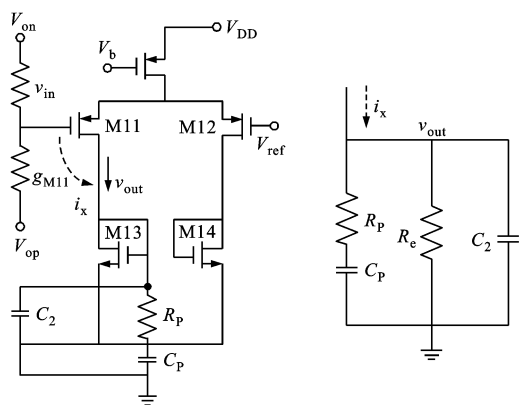
在给定工艺下,减小闪烁噪声的有效方法是增加器件面积,如使 WL 增加,而 W/L 保持恒定,可减小闪烁噪声,但同时器件的跨导不变,其热噪声不变.但是,增加 WL 会使器件寄生电容增加,不仅影响电路速度,而且会使运放的共模反馈环路稳定性出现问题.

图3所示的2级运放电路,标明了共模反馈环路中可能出现的低频极点位置.在运放第1级输出结点,由于 Miller 效应,该结点到地的电容近似为 $(1 + g_{M5,6} r_{out2})C_c$,其中 $g_{M5,6} r_{out2}$ 为运放第2级共源放大电路的增益,可以认为 $(1 + g_{M5,6} r_{out2})C_c$ 是一个大电容,由此判定运放第1级输出结点处引入共模反馈环路的主极点.反馈环路的第1非主极点出现在 M3、M4 的共享栅极结点.根据式(3),为了降低运放闪烁噪声,需增加负载管 M3、M4 的面积 WL ,从而使栅极结点处存在较大的寄生电容.这一寄生电容和 M13 管较小的跨导值贡献了额外的低频极点,这一极点将影响共模反馈环路的稳定性.引

入低频极点限制了 M3、M4 的面积 WL ,导致低频段存在较大的闪烁噪声.

在不影响共模反馈环路稳定性的前提下,为了增加 M3、M4 的面积,降低闪烁噪声,我们对共模反馈环路采用左半平面零点补偿方法,即在控制信号 V_c 在线引入电阻 R_p 和电容 C_p 的串联组合,如图3所示.

参考图4,设共模反馈回路输入电压为 v_{in} ,回馈至主运放的输出电压为 v_{out} ,图3中 M3、M4 的等效寄生电容为 C_2 . v_{in} 经过 M11 的跨导作用后转化为电流 i_x ,满足 $i_x = v_{in} g_{M11}$. M13 的栅极和漏极短接,则漏源极之间的等效电阻为 $R_e = 1/g_{M13}$.将共模反馈电路与补偿电路进行小信号模型等效,可得图4所示的电阻电容串并联结构.



(a) 共模反馈电路

(b) 小信号等效电路

图4 共模反馈电路以及相应的小信号等效电路

设输入阻抗为 $Z_{in}(s)$,则

$$v_{out} = i_x Z_{in}(s) = v_{in} g_{M11} Z_{in}(s) \quad (4)$$

式中

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{j\omega C_2 + 1/R_e + 1/(R_p + 1/j\omega C_p)} \quad (5)$$

结合式(4)和式(5),得到传输函数

$$H(s) = \frac{v_{out}}{v_{in}} = g_{M11} Z_{in}(s) = \frac{-g_{M11}(1 + j\omega R_p C_p)}{\omega^2 R_p C_p C_2 - j\omega(C_p + C_2 + g_{M13} R_p C_p) - g_{M13}} \quad (6)$$

从式(6)可见,电阻 R_p 和电容 C_p 的串联组合给共模反馈环路引入一个左半平面的零点: $s_z = -1/R_p C_p$.理想情况下,可利用此零点来消除第一个非主极点,即

$$\frac{-1}{R_p C_p} = \frac{-g_{M13}}{C_2} \quad (7)$$

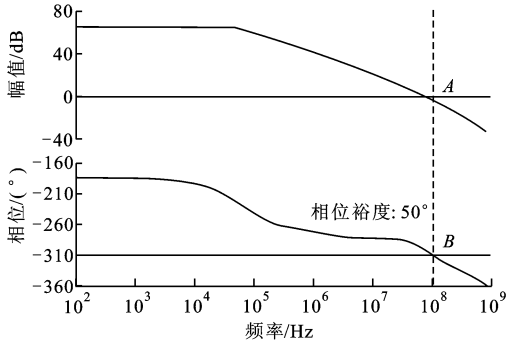
式中

$$R_p = C_2 / g_{M13} C_p \quad (8)$$

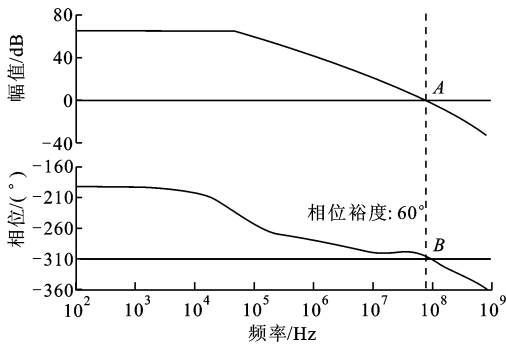
3 仿真结果

根据分析,本文利用左半平面零点消除第 1 个非主极点,改善给定条件下共模回馈环路的相位裕度.然而,考虑到电阻 R_p 和电容 C_p 的值随制造工艺而变化,利用零点完全消除极点是是不可能的,因此在实际电路设计中,首先根据式 (8) 得到 R_p 和 C_p 的粗略值,然后根据仿真结果对其进行微调,最后需要保证回馈环路在最差工艺角下有满足要求的相位裕度.

图 5a 是 TT 工艺角下共模回馈环路在补偿前的波特图,此时相位裕度为 50° . 在保持同样器件尺寸条件下进行零点补偿后,相位裕度达到 60° ,如图 5b 所示. 图 5 表明,本文采用的补偿方法可使共模回馈环路的相位裕度提高 10° ,明显改善了环路的稳定性.



(a) 补偿前



(b) 补偿后

图 5 补偿前后共模回馈环路的波特图

一般情况下,为了保证电路的稳定性,在 TT 工艺角下需要有 60° 的相位裕度. 本文在满足该前提的情况下,增加图 3 中 M3、M4 的尺寸,降低闪烁噪声,最终达到优化设计. 图 6 给出了优化前、后运算放大器在室温下的噪声系数曲线. 图中可见,在 1 kHz 处,闪烁噪声占主要部分,优化后噪声系数为 23.28 dB,比优化前提高 3.39 dB. 在 3.8 MHz 频率

处,热噪声占主要部分,噪声系数曲线变为平坦直线. 在高频段优化前、后的噪声系数相同,均为 12.25 dB.

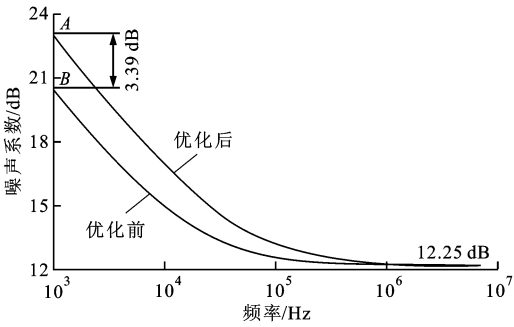


图 6 优化前后运放的噪声系数

图 7 为本文设计的 8 阶切比雪夫 II 型滤波器的版图,面积约为 $2.4\text{ mm} \times 0.72\text{ mm}$.

图 8 为提取寄生电阻和电容后,滤波器的幅频特性曲线. 可以看出,在 3.8 MHz 带宽模式下,滤波器的增益为 0.3 dB,在截止频率处,滤波器的衰减为 1.13 dB,在阻带开始的频率处,滤波器的衰减达到 45 dB,能够满足 DVB-H 调谐器对通道选择滤波器的选择性要求.

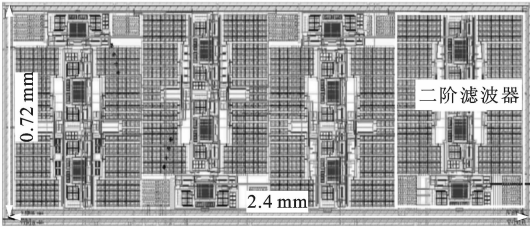


图 7 8 阶切比雪夫 II 型滤波器的版图

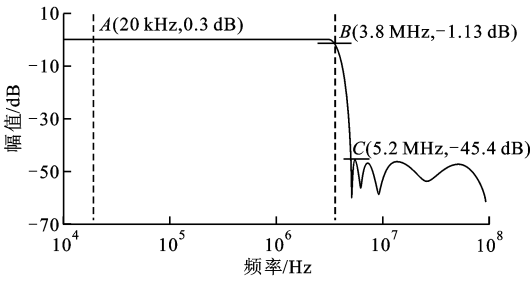


图 8 滤波器的后仿真幅频响应

图 9 给出不同带宽下滤波器的噪声系数曲线. 可以看到,在大于 5 kHz 的通带频率处,噪声系数小于 35 dB. 在低频段,受 MOS 管的闪烁噪声影响,1 kHz 处的噪声系数约为 40 dB.

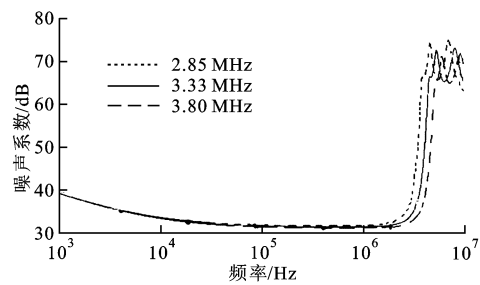


图9 不同带宽下滤波器的噪声系数曲线

本文设计的滤波器的性能指标如表1所示

表1 滤波器的性能指标

参数	性能指标
电源电压	1.8 V
滤波器类型	8 阶切比雪夫 II 低通
通带纹波	1 dB
3 种模式下的带宽	2.85、3.33、3.8 MHz
阻带衰减	45 dB
噪声系数 1(1 kHz~5 kHz)	35~40 dB
噪声系数 2(5 kHz~截止频率)	<35 dB
带内输入 3 阶交调点	31.6 mW
带外输入 3 阶交调点	1 000 mW
校准精度	<±5%
校准范围	±40%

4 结 论

本文设计了应用于零中频 DVB-H 调谐器的 8 阶切比雪夫 II 型低通滤波器. 通过对运放共模回馈小信号等效电路的分析,采用左半平面零点对电路进行稳定性补偿,在保证相位裕度的前提下优化晶体管尺寸,降低了低频闪烁噪声. 实验结果表明,该技术使运放在 1 kHz 处的噪声系数值降低约 3.4 dB,对低噪声低通滤波器电路的设计具有重要参考价值. 本文采用台积电 0.18 μm 混合信号 1P 6M

CMOS 工艺对电路进行了带版图寄生的后仿真,结果表明滤波器的噪声性能满足系统设计要求.

参考文献:

[1] TSIVIDIS Y P. Integrated continuous-time filter design: an overview [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1994, 29(3): 166-176.

[2] ATHANASIOS V, GEORGIOS V, GERASIMOS T, et al. A low-power wideband reconfigurable integrated active-RC filter with 73dB SFDR [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2006, 41(9): 1997-2008.

[3] RAZAVI B. Design considerations for direct-conversion receiver [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1997, 44 (6):428-435.

[4] SEYEOB K, BONKEE K, MIN-SU J, et al. A 43 dB low-pass filter with automatic tuning for low-IF conversion DAB/T-DMB tuner IC [C]// Proceedings of ESSCIRC. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2005:319-322.

[5] NICOLA G, ANDREA V, PIERO M, et al. A 1.2 V 30.4 dB OIP3 reconfigurable analog baseband channel for UMTS/WLAN transmitters [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2006, 53(10): 2125-2131.

[6] ROGIN J, KOUCHEV I, BRENNA G, et al. A 1.5 V 45 mW direct-conversion WCDMA receiver IC in 0.13um CMOS [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2003, 38(12): 1270-1276.

[7] RAZAVI B. 模拟 CMOS 集成电路设计 [M]. 陈贵灿,张瑞智,程军,等译. 西安:西安交通大学出版社, 2003:276-279.

[8] European Association EICTA. MBRAI-02-16, Version 1.0 mobile and portable DVB-T radio access interface specification [S]. Brussels, Belgium; The European Information & Communications Technology Industry Association, 2004.

[9] HUANZHANG H, LEE E KF. Design of low-voltage CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2001, 36(8): 1168-1177.

(编辑 刘杨)