

具有片上频率自动调谐功能的 4MHz G_mC 滤波器

姚金科¹, 吴恩德¹, 池保勇², 王志华²

(1. 清华大学电子工程系, 北京 100084; 2. 清华大学微电子学研究所, 北京 100084)

摘要: 本文实现了一个应用于全集成 L 带 DAB 接收机的 5 阶 G_mC 椭圆低通滤波器, 该滤波器上集成了基于锁相环的片上频率自动调谐电路, 使得该滤波器的截止频率可以准确控制在 4MHz. 该滤波器已经采用 0.35 μ m CMOS 工艺实现. 测试结果表明, 该滤波器的频率精度可以控制在 1% 以内, 动态范围约为 54dB, 阻带抑制率大于 40dB. 该滤波器采用 3.3V 电源, 消耗的电流约为 13mA.

关键词: 连续时间滤波器; G_mC; 自动频率调谐; CMOS

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2006)11-2076-05

A 4MHz G_mC Filter with On-Chip Frequency Automatic Tuning

YAO Jir-ke¹, WU En-de¹, CHI Bao-yong², WANG Zhi-hua²

(1. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

2. Institute of Microelectronics, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: A fifth order elliptic low pass G_mC filter used in monolithic DAB receiver is presented. The filter integrates an on-chip frequency automatic tuning circuit based on PLL to control the cutoff frequency. The filter has been implemented in 0.35 μ m CMOS process. The measurement results show that the frequency tuning error is within 1%, the dynamic range is 54dB, and the stop band rejection rate is greater than 40dB. The filter draws 13mA current from a 3.3V power supply.

Key words: continuous time filter; G_mC; automatic frequency tuning; CMOS

1 引言

由于目前迅猛发展的个人移动通讯设备具有巨大的发展潜力和市场空间, 相关的各种解决方案一直被广泛研究. 其中基于 CMOS 工艺的解决方案由于成本、功耗上的优势成为研究的焦点. 连续时间滤波器是多数 CMOS 解决方案中不可缺少的关键单元, 而且其精度、动态范围、功耗、面积往往成为整体性能的瓶颈, 因而在有限功耗下实现大动态范围、高精度传输特性是连续时间滤波器研究的重点.

集成连续时间滤波器主要包括有源 RC、MOSFET-C 和 G_mC 三种类型. 有源 RC 滤波器具有最大的动态范围, 但用于高频滤波时要求宽带、低输出阻抗的运放, 这使得所需功耗剧增, 同时, 它的频率特性不能精确调整, 因而其应用受到限制. MOSFET-C 滤波器通过在有源 RC 中引入非线性的 MOS 电阻实现了频率特性的精确调整, 但同时降低了动态范围, 其功耗与有源 RC 相当. G_mC 滤波器使用开环工作的跨导器作为有源元件, 无须低阻输出级, 可在有限功耗下达到很好的高频性能, 同时, 通过对跨导器跨导值的精确调整可实现高精度的传输特性. 尽管开环工作的跨导器线性较差, 降低了动态范围, 运用一定的线性化措施后, G_mC 滤波器仍然是很多高频

应用的较优选择^[1].

本文采用 CMOS 工艺实现了一个应用于片上全集成 DAB 接收机的具有片上自动频率调谐功能的 G_mC 椭圆低通滤波器. 设计指标为通带 3MHz, 带内纹波 0.5dB, 阻带 4MHz, 带外抑制大于 40dB, 动态范围大于 50dB (总谐波失真小于 1% 下). 由于椭圆低通可以在最少的阶数下实现指标, 意味着只需使用较少的跨导器, 于是功耗可以较低, 因而本设计采用五阶椭圆的形式.

2 滤波器结构

利用积分器构成高阶滤波器的方式不同, 将影响滤波器的动态范围和精度, 其中蛙跳结构具有较小的寄生敏感度及较大的动态范围^[2], 本设计即采用这种结构. 图 1(a) 为由综合工具得到的无源滤波器原型, 以电感上的电流及接地电容上的电压为变量列出状态方程, 经状态变换, 可得到一组仅包含比例和积分运算的全电压量状态方程, 由此可得与原型电路传函相同, 仅由跨导器和电容构成的蛙跳结构, 如图 1(b) 所示. 为便于进行频率调谐, 图 1(b) 中各跨导器是一致的. 由于在这个结构中某些节点有大于 1 的电压增益, 为保证各跨导器输入电压幅度不超过线性范围, 将这些节点上的积分电

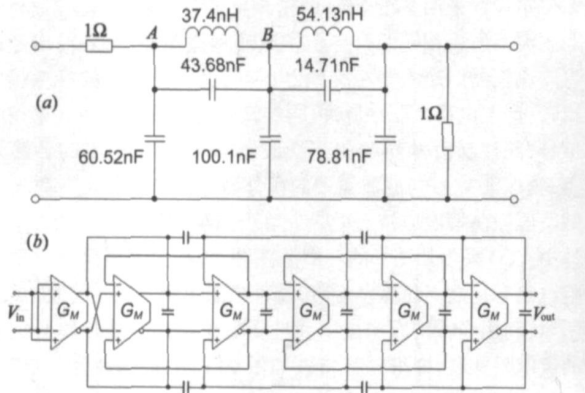


图 1 (a)无源滤波器原型;(b)蛙跳结构的 G_m-C 五阶椭圆低通

容按整数倍放大以压缩局部增益, 同时将随后的跨导器按同样的倍数放大, 以保持端口上传函的正确.

3 线性跨导器的设计

跨导器的动态范围对滤波器的动态范围有最直接的影响, 跨导器的最大线性范围决定了滤波器的线性范围, 目前已有大量提高跨导器的线性范围的线性化技术被提出, 但这些线性化技术都需要以功耗和噪声性能的下降为代价. 同时, 跨导器的有限直流增益及寄生高阶极点使得 G_mC 积分器在其单位增益带宽处的相移偏离 90°, 这对滤波器的传函精度造成严重影响, 因此, 提高跨导器的输出阻抗以降低主极点频率, 提高直流增益, 以及减少跨导器内部节点数量以提高跨导器寄生的高阶极点是设计跨导器的关键. 此外, 跨导器的跨导值能被有效调整也是实现高精度滤波传函的保证.

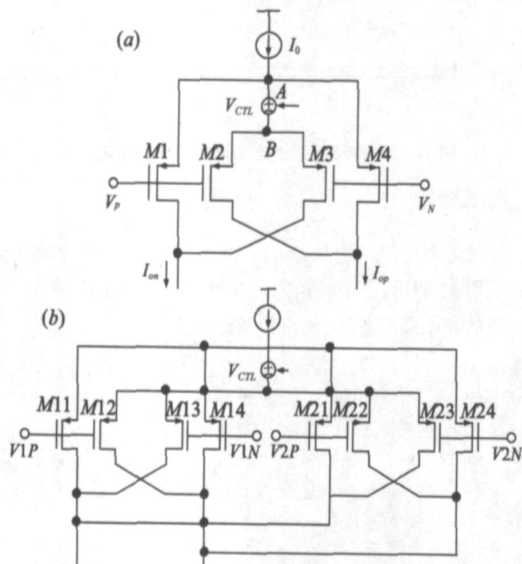


图 2 (a)线性跨导器输入级;(b)双差分输入的线性输入级

基于上述考虑, 为取得功耗及动态范围的最佳折衷, 本设计中的跨导器采用如图 2(a) 的线性输入级^[3]. 其中 V_{CTL} 为可控浮地电压源. 考察各管的源漏电流, 可得该线性跨导级的跨导值, 如式(1)~ (5), 可知当忽略沟道调制和迁移率变化等高

阶效应后, 输出的差分电流与输入差分电压呈线性关系, 跨导值为 $\mu C_{ox} (W/L) V_{CTL}$, 可被 V_{CTL} 线性控制. 为了能方便地在积分器的输入端进行电压加减运算, 滤波器实际采用了如图 2 (b) 的双差分输入的线性输入级. 图 3 为随 V_{CTL} 变化, 跨导值变化的仿真结果. 跨导值可在 40 μ S 120 μ S 之间变化, 这足以矫正由无源电容的绝对值偏差造成的滤波器传函偏差. 同时输入电压峰峰值小于 600mV 时, 跨导值的变化很小, 由此造成的谐波失真小于 0.5%. 跨导器的输出级(图 4) 采用了跨导增强的共源共栅结构以提高输出阻抗, 其中 A_{cm} 为共模反馈放大器^[4], 如图 5. 为保证共模反馈环路的相位裕度, 在输出端与共模控制端之间加入两个补偿电容 C_{c1} 和 C_{c2} , 这两个电容同时用作积分电容. 图 6 为跨导器带 0.5 μ F 电容负载时幅频、相频特性的仿真结果, 可知在 100KHz 到 10MHz 间积分器的相移基本保持在 90°.

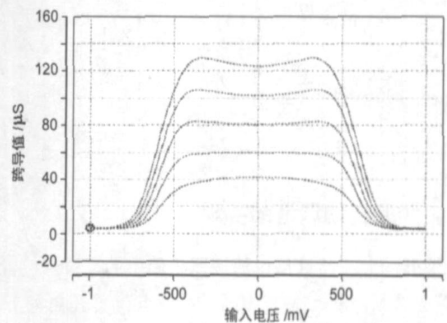


图 3 不同 V_{CTL} 下跨导器跨导值仿真结果

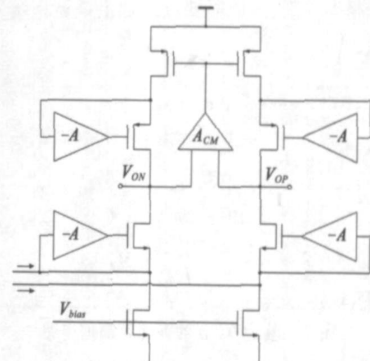


图 4 跨导器的输出级

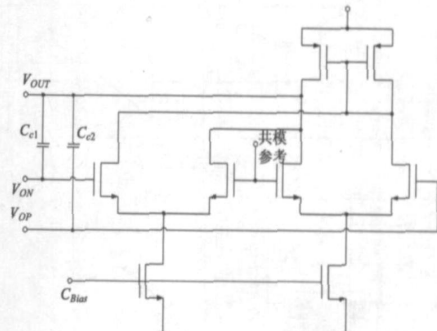


图 5 共模反馈放大器

$$i_{ds1} = \frac{\mu C_{ox} W}{2 L} (V_A - V_P - V_{th})^2 \tag{1}$$

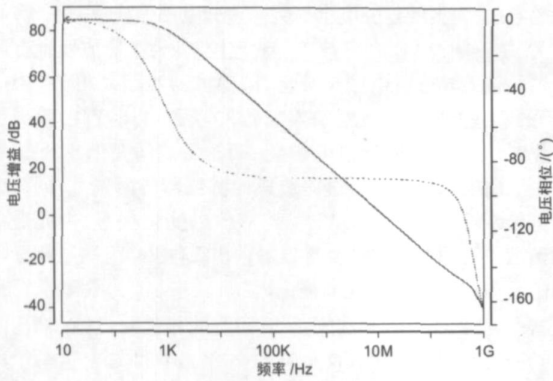


图 6 跨导器幅频、相频特性的仿真结果

$$i_{ds2} = \frac{\mu C_{ox} W}{2} (V_B - V_P - V_{th})^2 \quad (2)$$

$$i_{ds3} = \frac{\mu C_{ox} W}{2} (V_B - V_N - V_{th})^2 \quad (3)$$

$$i_{ds4} = \frac{\mu C_{ox} W}{2} (V_A - V_N - V_{th})^2 \quad (4)$$

$$i_{out} = i_p - i_n = \mu C_{ox} \frac{W}{L} V_{CTL} (V_P - V_N) \quad (5)$$

4 片上频率自动调谐的实现

滤波器的频率特性是由滤波器传函中的零极点位置决定的。在第二节所示的蛙跳结构中，零极点位置是由跨导值之比、电容比及跨导-电容比共同决定的，其中跨导-电容比在制造中很难被精确控制，因此需要设计片上调谐系统来自动调整这个比值。

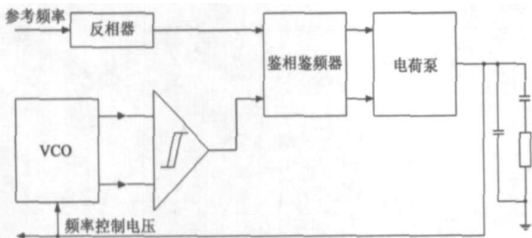


图 7 基于 VCO 的锁相环调谐电路

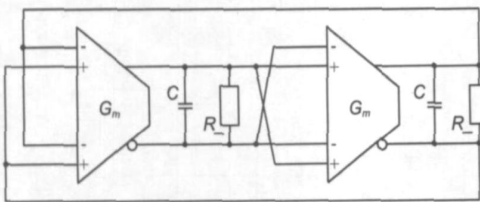


图 8 环型振荡器

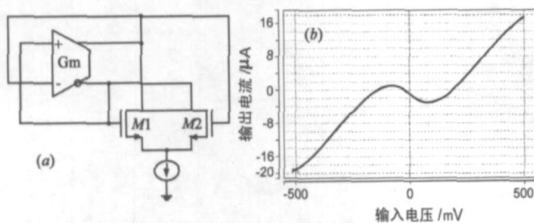


图 9 (a)局部负阻电路;(b)局部负阻的转移特性

本设计采用基于 VCO 的锁相环调谐方案^[5](图 7)。利用与滤波器所用相同的跨导器构成环型振荡器，将其输出经过迟滞比较器后送入鉴相鉴频器，与经反相器整形的参考频率比较，产生电荷泵驱动脉冲，再经环路滤波器后产生频率控制信号，此控制信号同时调节滤波器和 VCO 中使用的各跨导器。为保证 VCO 与滤波器中的积分器有较好的匹配关系，VCO 的电压振荡幅度应被有效控制在跨导器的线性范围内。本设计中 VCO 采用如图 8 的环型振荡器^[6]，其中利用两个局部负阻电路来控制电压振荡幅度。局部负阻电路的结构如图 9(a)所示，利用线性跨导构成的线性正电阻与用非线性跨导构成的负电阻并联，即得转移特性如图 9(b)的局部负阻。可以看到，该电路只在输入电压峰峰值小于 300mV 时呈负阻特性，于是环型振荡器的振荡幅度小于 300mV。

为避免振荡器输出对滤波器造成很大的干扰，同时保证所用的积分电容与滤波器中积分电容间有较好的匹配，振荡器的振荡频率选在滤波器的第一个零点处，约为 4MHz。此外，为消除死区，鉴相鉴频器采用了文献[7]的结构，为减小频率控制信号上的纹波，电荷泵采用了文献[8]的结构。环路滤波器由片外分立元件构成。图 10 为频率控制信号建立过程的仿真结果。

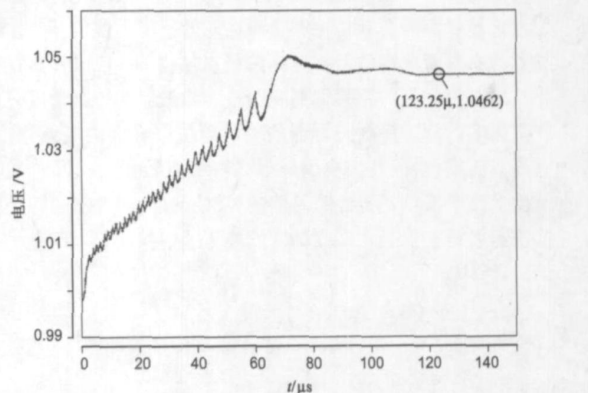


图 10 频率控制信号建立过程的仿真结果

5 测试结果

该滤波器已经采用 0.35μm CMOS 工艺实现，芯片的显微照片如图 11 所示，其中包括完全一致的 I、Q 两路滤波器、一个共用的频率调节电路，及用于测试的缓冲器，总面积为 1.0

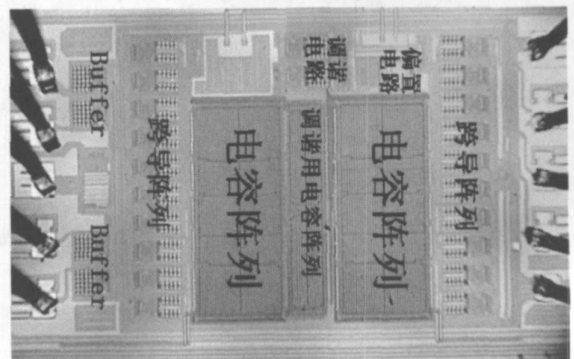


图 11 滤波器的芯片显微照片

$\times 2.0\text{mm}^2$.

滤波器的测试电路如图 12 所示, 输入的单端信号经 MAX4416 (MAXIM 公司的单片双路宽带运放) 产生两路全差分信号输入滤波器, 滤波器输出经 MAX4412 (MAXIM 公司的单路宽带运放) 输出单端信号用于测量.

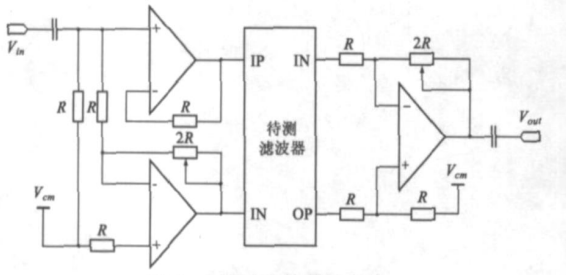


图 12 滤波器的测试电路

图 13 为调谐电路的参考频率从 2.0MHz 变化到 4.5MHz 时, 滤波器传函变化的曲线 (测试仪器为 Agilent 公司的网络分析仪 HP8753ES), 可以看到最差情况下通带纹波约为 1dB, 阻带抑制约为 -38dB, 比设计目标稍差, 这主要是最小电容偏小, 造成电容比精度下降, 为更好满足设计目标, 应提高最小电容值. 图 14 给出了参考频率为 4.0MHz 时滤波器传函仿真和实测结果, 其中虚线为仿真结果, 实线为实测结果, 可以看到通带转折频率及阻带第一个零点的精度在 1% 以内.

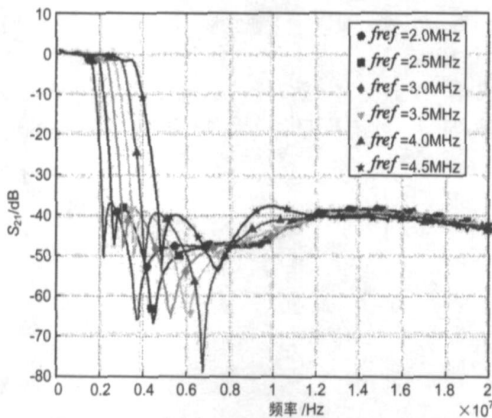


图 13 不同参考频率下的滤波器传函测试结果

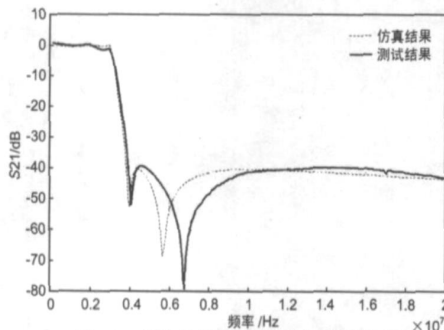


图 14 滤波器传函仿真与测试结果比较

图 15 为滤波器输入 100kHz 信号时输出信号的频谱 (测试仪器为 Agilent 公司的频谱分析仪 HP8563EC). 其中基频功率约为 0dBm, 二次谐波和三次谐波的功率分别为 -58dBm、-46.5dBm, 即总谐波失真约为 0.7%. 图 16 为无输入信号时输

出信号的频谱 (测试仪器为 Agilent 公司的频谱分析仪 HP8563EC), RBW 设定为 10KHz. 可见带内噪声基底约为 -80dBm, 阻带噪声接近测试仪器下限 -90dBm. 通带 (按 4MHz, 包含过渡带) 积分噪声约为 -54dBm, 于是动态范围约为 54dB.

该滤波器采用 3.3V 电源, 消耗的总电流约为 13mA. 表 1 总结了该滤波器的测试结果.

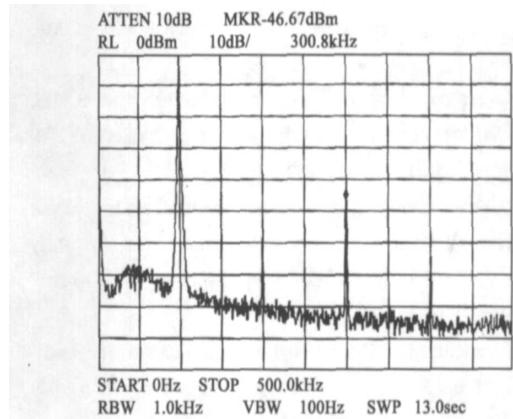


图 15 滤波器的谐波失真

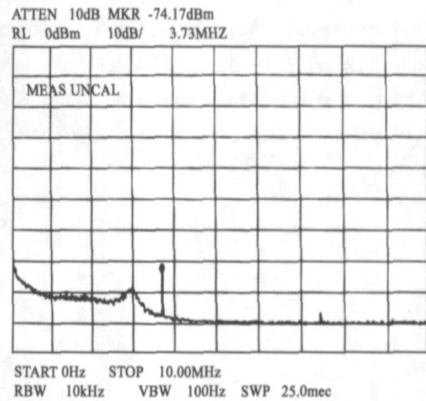


图 16 滤波器的噪声特性

表 1 滤波器的测试结果总结

| | |
|--------------|---|
| 工艺 | 0.35 μ m CMOS 工艺 |
| 芯片面积 | 1.0 \times 2.0mm ² (I, Q 两路) |
| 电源电压 | 3.3V |
| 总消耗电流 | 13mA |
| 截止频率 (调谐锁定时) | 4MHz |
| 阻带抑制 | -40dB |
| 噪声功率 | -54dBm (< 4MHz) |
| THD | 0.7% @ V _{ip} = 632mV |
| 动态范围 | 54dB @ 0.7% THD |
| 频率精度 | < 1% |

6 结论

本文综合考虑了影响 G_mC 型滤波器动态范围和精度的若干关键因素, 采用 0.35 μ m CMOS 工艺实现了一个适用于 DAB 接收机的 5 阶椭圆低通滤波器及相应的片上频率自动调谐电路, 并在实际测量中得到较高的性能.

参考文献:

- [1] Y P Tsvividis. Integrated continuous time filter design: An overview [J]. IEEE J. Solid State Circuits, 1994, 29(3): 166–176.
- [2] H W Su, Y Sun, R Gordon. Performance analysis and comparison of high frequency CMOS OTA-C filters [A]. IEE Seminar on Analog Signal Processing [C]. Oxford, UK, 1st Nov. 2000: 8/1–8/7.
- [3] S Szczepanski, J Jakusz, R Schaumann. A linear CMOS OTA for VHF applications [A]. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems [C]. Seattle, 1995, 2: 1344–1347.
- [4] J F Duque Carrillo. Continuous-time common mode feedback networks for fully-differential amplifiers: a comparative study [A]. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems [C]. Chicago, 1993, 2: 1267–1270.
- [5] H Khorramabadi, P R Gray. High frequency CMOS continuous time filters [J]. IEEE J. Solid State Circuits, 1984, 19(6): 939–948.
- [6] F Krummenacher, N Joehl. A 4MHz CMOS continuous time filter with on-chip automatic tuning [J]. IEEE J. Solid State Circuits, 1988, 23(3): 750–758.
- [7] D Mijuskovic, et al. Cell based fully integrated CMOS frequency synthesizers [J]. IEEE J. Solid State Circuits, 1994, 29(3): 271–279.

- [8] I A Young, et al. A PLL clock generator with 5 to 110 MHz of lock range for microprocessors [J]. IEEE J. Solid State Circuits, 1992, 27(11): 1599–1607.

作者简介:



姚金科 男, 博士研究生, 主要研究方向为模拟集成电路设计.

E-mail: yaojk00@mails.tsinghua.edu.cn



吴恩德 男, 博士, 主要研究方向为射频和模拟集成电路设计.

池保勇 男, 博士, 助研, 主要研究方向为模拟和射频前端电路设计.

王志华 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向包括数模混合及射频集成电路技术、通信及高速信号处理专用集成电路设计技术.