

GPS 接收机镜像信号抑制

甘业兵¹, 马成炎², 袁国顺¹

(1 中国科学院 微电子研究所, 北京 100029; 2 杭州中科微电子有限公司, 浙江 杭州 310053)

摘 要: 分析了 GPS 接收机镜像信号抑制的要求, 设计应用于低中频 GPS 接收机的镜像抑制复数滤波器. 滤波器基于 OTA-C 双二次结构, 通过线性变换实现频率搬移. 采用了带源极负反馈的全差分跨导器以扩大输入线性范围. 设计了基于环形振荡器的数字调谐锁相环以减小滤波器频率偏差. 电路采用 0.18 μm CMOS 工艺实现. 测试结果表明, 滤波器带宽为 3.1MHz, 偏移 5MHz 抑制为 50dB, 频率修调误差小于 $\pm 1.5\%$. 镜像抑制大于 35dB, 1.8V 电源电压下滤波器和修正电路电流分别为 0.82mA 和 0.23mA.

关键词: 镜像抑制; 复数滤波器; 运算跨导放大器; 频率修调; GPS

中图分类号: TN432

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2010)02-0005-04

Image Rejection for GPS Receiver

GAN Ye-bing¹, MA Cheng-yan², YUAN Guo-shun¹

(1 Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China;

2 Hangzhou Zhongke Microelectronics Co., Ltd, Hangzhou 31005, China)

Abstract: A complex filter is designed for a low-IF GPS receiver after analyzing the requirement of image signal rejection. This complex filter is based on OTA-C biquad structure and realized through linear translation. Full differential OTA with source degeneration is used to expand input linear range. A ring VCO based digital tuning loop is proposed to minimize frequency variation. The circuit is implemented in a 0.18 μm CMOS process. Measured results show that the band width is 3.1MHz with 50dB out-of-band attenuation at 5MHz offset. Frequency tuning error is less than $\pm 1.5\%$. Measured image rejection ratio is more than 35dB in the whole pass band. The filter and tuning circuit dissipate 0.82mA and 0.23mA under 1.8V power voltage, respectively.

Key words: image rejection; complex filter; OTA; frequency tuning; GPS

1 引言

镜像信号抑制是设计高灵敏度接收机的重要一环. 镜像信号在频谱上与有用信号关于本振对称. 而经混频器下变频后, 镜像信号与有用信号的频谱完全重叠, 成为严重的干扰, 降低了中频输出信号的信噪比, 从而影响 GPS 整机的捕获灵敏度和跟踪灵敏度. 设计高镜像抑制的接收机成为改善 GPS 接收机性能的重要内容.

文中分析了几种传统接收机的优缺点, 提出了适用于低功耗低成本高性能的低中频 GPS 接收机

方案. 该方案采用有源复数滤波器来抑制镜像信号, 镜像抑制比大, 功耗小, 适宜片上集成. 但有源滤波器的频率特性会因工艺角、温度和器件老化等因素发生变化, 所以设计了一种自适应的频率修调电路, 提高了频率精准度.

2 镜像信号抑制原理

设计镜像信号抑制接收机有多种可选结构^[1-3]. 传统的外差接收机利用位于低噪放大器和混频器之间的高频高 Q 值滤波器 (如 SAW 滤波器) 实现对镜像信号的抑制. 这种方案集成度不高, 功耗

收稿日期: 2009-02-27; 修回日期: 2009-04-30

基金项目: 国家“八六三”计划项目(2007AA12Z344)

较大,也有使用具有陷波的低噪放大器来抑制镜像干扰的,代价是需要增加片上电感,而且反馈回路使得电路稳定性变差.零中频接收机理论上不存在镜像干扰问题,但直流失调不易解决. $1/f$ 噪声也会降低信噪比,并不适合诸如 GPS 对灵敏度要求非常高的接收机.正交变频接收机通过对 I 路和 Q 路的复数运算实现镜像抑制. Weaver 结构需要两个正交混频器和频率综合器,硬件和功耗开销很大. Hartley 结构利用无源 RC 实现 $\pm 45^\circ$ 相移,只能用于窄带信号接收.通过复数滤波抑制镜像的低中频接收机可避免上述问题.复数滤波器本身具有带通特性,兼有信道选择滤波的作用.

文中提出的 GPS 接收机采用如图 1 所示的低中频架构,射频信号直接进入芯片,经低噪放大后,进入混频器.混频器采用正交双平衡吉尔伯特结构.本振为正交差分信号,通过对 VCO 输出二分频得到.图 2 显示了镜像抑制过程.正交混频得到的中频信号,有用信号位于正频率,镜像信号位于负频率.复数滤波器的频率响应为正频率通过,负频率抑制.所以经过复数滤波器后镜像信号被抑制.

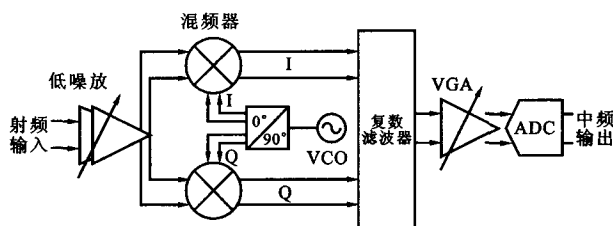


图 1 文中 GPS 接收机架构

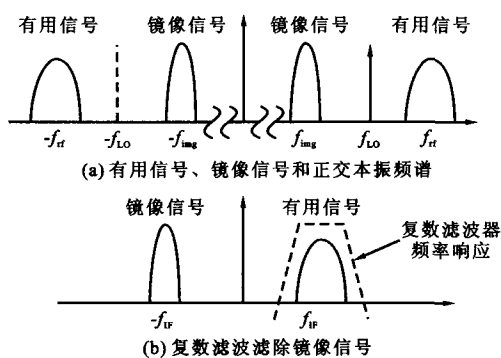


图 2 复数滤波镜像抑制过程

复数滤波器可以有几种结构供选择.无源 RC 构成的复数滤波器提供在镜像频率处的带阻特性,不具有带外抑制特性^[4].有源 OPA-RC 结构^[5]能提供较大线性度,但功耗较大,工艺偏差较大,频率调谐困难,不适宜片上集成. OTA-C 结构^[2,3,6]采用有源电阻,具有集成度高,功耗小,频率范围广等优点,得到了广泛应用.文中的复数滤波器采用 OTA-C 结

构.为获得如图 2 所示的单边带频率响应,采用线性变换的设计方法将低通滤波器的中心频率 0 线性变换到 ω_c .一阶复数滤波器频响为

$$Y(j\omega) = \frac{1}{j \frac{1}{\omega_o} (\omega - \omega_c)} X(j\omega) \quad (1)$$

因为是复数域, $Y = Y_I + Y_Q, X = X_I + X_Q$.

设, $\omega_c = \frac{g_{mc}}{C}, \omega_o = \frac{g_{mo}}{C}$.代入到式(1)并整理可得

$$\begin{cases} Y_I = \frac{g_{mo}}{j\omega C} (X_I - Y_I) - \frac{g_{mc}}{j\omega C} Y_Q \\ Y_Q = \frac{g_{mo}}{j\omega C} (X_Q - Y_Q) + \frac{g_{mc}}{j\omega C} Y_I \end{cases} \quad (2)$$

式中,前半部分为一阶低通滤波器频率响应,后半部分则实现精确的 $\pm 90^\circ$ 相移.应用以上推理可得到复数滤波器的设计方法,即在原有低通滤波器中所有电容的位置,添加由正负跨导组成的回转器,实现 I/Q 支路的 $\pm 90^\circ$ 相移和相加,实现频率特性由低通向复数带通的变换.

理想特性的复数滤波能达到的镜像抑制能力仅取决于滤波器的带通特性.然而 I/Q 支路上信号相位或幅度的不匹配,限制了所能达到的最大镜像抑制比.本振 I/Q 失配、混频器以及滤波器自身的不对称均可能造成中频 I/Q 信号失配.由失配造成的镜像抑制限制为

$$\text{IMRR}_{\max} \approx -10 \log \left(\tan^2 \frac{\theta}{2} + \frac{\Delta^2}{4} \right) \quad (3)$$

式中, θ 和 Δ 分别是相位失配和用百分比表示的幅度失配.由式(3)可见,如果要获得 30dB 以上镜像抑制,最大的相位失配或幅度失配分别为 4° 和 5%.

3 电路设计

3.1 有源复数滤波器

图 1 所示的 GPS 接收机采用低中频的架构,中频频率为 4.092MHz. GPS 信号带宽为 2.046MHz.根据基带处理的结果,当滤波器带宽为约两倍信号带宽时,捕获灵敏度达到最好;但信噪比降低,造成跟踪灵敏度相应降低.作为折衷,滤波器的带宽选择为 1.5 倍带宽,即 3MHz.由于采用低中频结构,中频频率很低,镜像信号频率 $(1.575.42^{-2} \times 4.092)$ MHz 位于 GPS 的保护频带内. GPS 保护频带内基本不存在其他频率干扰,镜像干扰主要来自于天线的热噪声,因而镜像抑制对载噪比的影响为^[7]

$$\left(\frac{C}{N_o} \right)_{\text{OUT}} = \frac{C}{N_o + N_{\text{image}}} = \left(\frac{C}{N_o} \right)_{\text{IN}} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{\text{IMRR}}} \quad (4)$$

由计算可知,对于16dB的有限镜像抑制造成的载噪比的下降不足0.1dB.由式(3)可知较高的镜像抑制比对本振、混频器和滤波器本身的对称性具有较高要求.为减轻电路设计难度,本设计滤波器的镜像抑制比指标定为30dB.

采用线性变换得到的复数滤波器整体电路如图3所示.上下两支路为I路和Q路,分别为五阶巴特沃思结构低通滤波器,采用双二次的OTA-C结构实现.中间是由正负两个跨导器组成的回转器,实现 $\pm 90^\circ$ 相移和电流相加.版图设计时,应充分考虑I/Q路信号的匹配.

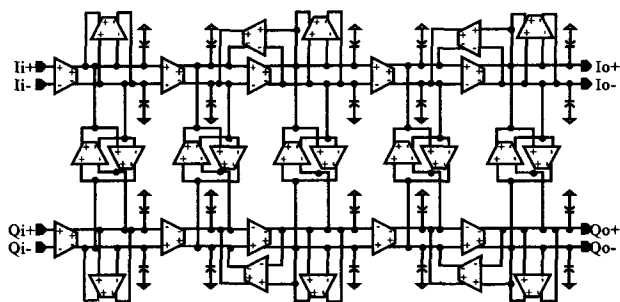


图3 复数滤波器电路

3.2 跨导器设计

中频复数滤波器除了复数滤波提供镜像抑制外,还具有带通功能提供带外抑制.为防止出现信号阻塞,对滤波器的线性度有较高要求.另一方面,OTA-C滤波器的频率参数正比于 g_m/C .随着输入幅度增大,跨导 g_m 减小,中心频率也随之减小.所以OTA-C滤波器中跨导也必须具有较大线性度.常用的跨导器包括Nauta跨导单元、带源级负反馈的差分跨导^[8]、伪差分对跨导^[5]等结构.考虑到频率调谐的简便和增大线性范围,文中采用带有源极负反馈的跨导器.如图4所示, M_3 和 M_4 作为源极负反馈晶体管,工作在深线性区.总跨导值为

$$g_m = \frac{i_{o1} - i_{o2}}{V_d} = \frac{2}{r_{s1} + r_{s2} + (r_{ds3} \parallel r_{ds4})} \quad (5)$$

式中, r_{s1} 和 r_{s2} 是从 M_1 和 M_2 源端看进去的小信号阻抗, r_{ds3} 和 r_{ds4} 是 M_3 和 M_4 的导通阻抗.当差分输入 V_d 增大时, r_{ds3} 和 r_{ds4} 减小,部分补偿了跨导值的减小.设 $k_i = 0.5\mu_n C_{ox}(W/L)_i$,且 $M_1 \sim M_4$ 工艺参数相同,则此跨导器的等效小信号跨导为

$$G_m = \frac{4k_3}{k_1 + 4k_3} \sqrt{4k_1 I_{ss}} \quad (6)$$

文献^[8]中建议 $k_1/k_3 = 6.7$ 时,跨导能获得最大的跨导平坦范围.考虑到当 k_1/k_3 比值增大时,功耗也相应增大,作为线性度与功耗的折衷,文中取 $k_1/k_3 = 3.5$,利用TSMC0.18 μm 工艺仿真如图5所示,利用

源极负反馈, $\pm 3\%$ 跨导恒定范围可达220mV,是没有源极负反馈和简单差分跨导的2.5倍.

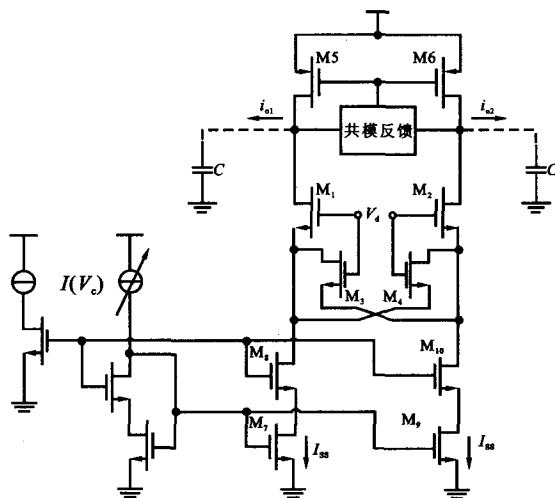


图4 跨导器电路

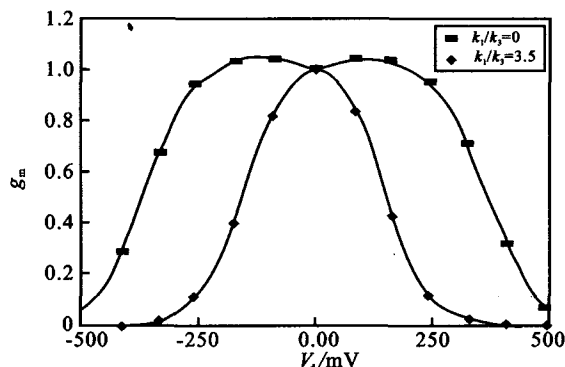


图5 没有源极负反馈及 $k_1/k_3 = 3.5$ 的跨导归一化仿真结果

3.3 频率修调电路

半导体工艺存在工艺偏差,造成跨导值和片上电容有最大超过20%的偏差,芯片工作温度变化和电源电压变化以及器件老化等因素,也会加剧频率的偏差.跨导-电容有源滤波器频率参数总偏差达30%~50%.因而设计频率调谐电路提高片上有源滤波器的频率精准度是非常必要的^[9].如图6所示,文中采用一种数字锁相环调谐电路.振荡器的频率与参考频率进行比较,如果振荡器频率比参考频率低,则Up/Down计数器向上计数,经过D/A转换成模拟电压 V_C 增大,并反馈控制振荡器使环形振荡器频率增大.通过环路负反馈,振荡器的频率最终锁定为参考频率.由四个跨导器组成的环形振荡器检测频率偏差.此振荡器的频率参数设计为正比于 g_m/C .当由于工艺偏差等因素造成 g_m/C 比值改变时,振荡频率改变.通过锁相环调谐,振荡频率锁定到参考频率, g_m/C 比值恢复到设定值.控制电压 V_C 同时调谐滤波器频率并使之恢复到设计值.

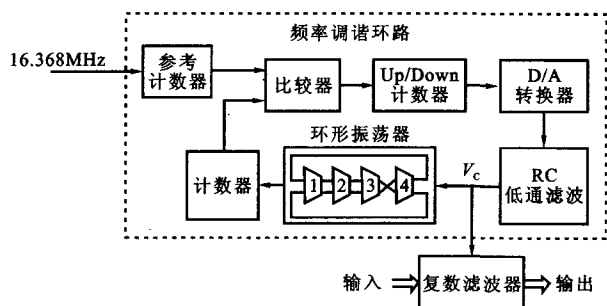


图6 频率修调环路

4 实验结果

文中的 GPS 接收机芯片已经通过 TSMC 0.18 μm CMOS 工艺验证. 图 7 所示为滤波器芯片照片. 复数滤波器和调谐电路的芯片面积分别为 0.3mm^2 和 0.06mm^2 , 1.8V 电源电压下功耗电流分别为 0.82mA 和 0.23mA.

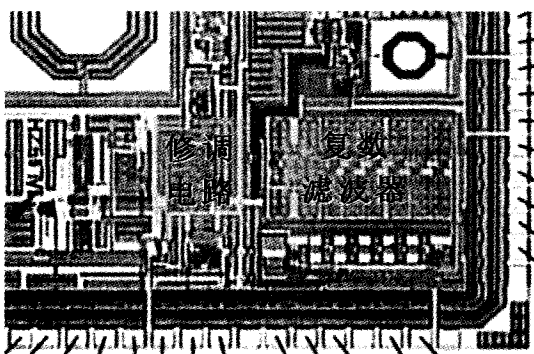


图7 滤波器芯片照片

复数滤波器镜像抑制测试所需要的正交信号由前端混频器和本振混频产生, 即选择镜像信号频率 $1575.42 - 2 \times 4.092\text{MHz}$ 作为射频输入, 测试滤波器的频响. 图 8 所示为复数滤波器的频率响应曲线, 中心频率为 4.092MHz. 5MHz 频率偏移处的带外抑制约为 50dB. 测试结果表明经频率自动调谐电路修正后, 滤波器的频率误差小于 $\pm 1.5\%$. 测试结果如表 1 所示.

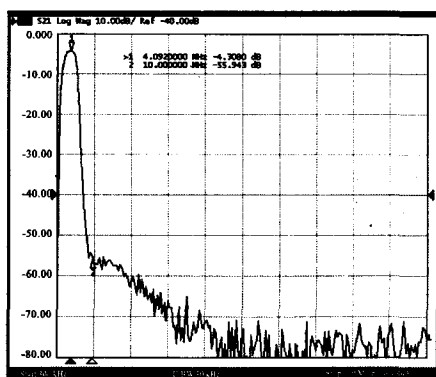


图8 滤波器频率响应

表1 测试结果

参数	测试结果
滤波器阶数	5
中心频率	4.092MHz
-3dB 带宽	3.2MHz
通带增益	-4.5dB
带外衰减@ $f_c + 5\text{MHz}$	>45dBc
镜像抑制比	>35dB
-1dB 输入范围	>200mV
功耗(复数滤波器)	1.5mW
面积(复数滤波器)	0.3mm^2
功耗(频率修调电路)	0.4mW
面积(频率修调电路)	0.06mm^2

5 结束语

文中分析了接收机镜像信号抑制的原理, 利用线性变换方法设计了低中频结构 GPS 接收机的镜像抑制复数滤波器. 滤波器采用了带源极负反馈的跨导器, 增大了滤波器的线性范围. 设计了频率调谐电路, 提高了频率精准度. 测试表明, 滤波器镜像抑制大于 35dB, 满足 GPS 接收机要求.

参考文献:

- [1] Razavi B. RF microelectronics[M]. USA: New Jersey, Prentice Hall, 1998: 118-149.
- [2] 张希鹏, 李永明, 张春. 一种集成镜像抑制的低噪声放大器设计[J]. 微电子学与计算机, 2007, 24(6): 18-20.
- [4] Behbahani F, Kishigami Y, Leete J, et al. CMOS mixers and polyphase filters for large image rejection[J]. IEEE J of Solid-State Circuits, 2001, 36(6): 873-887.
- [5] Linggajaya K, Do Manh Anh, Ma Jianguo, et al. A new active polyphase filter for wideband image reject down-converter[C]// Semiconductor Electronics, ICSE 2002. Singapore, 2002: 213-217.
- [3] Wenjun Sheng, Bo Xia, Emir A A E, et al. A 3-V 0.35- μm CMOS bluetooth receiver IC[J]. IEEE J of Solid-State Circuits, 2003, 38(1): 30-42.
- [6] 应俊, 周钦程, 君侠. 蓝牙芯片发送通道的 OTA-C 连续时间型模拟滤波器设计[J]. 微电子学与计算机, 2005, 22(10): 109-112.
- [7] Jinho Ko, Jongmoon Kim, Sanghyun Cho, et al. A 19-mW 2.6- mm^2 L1/L2 dual-band CMOS GPS receiver [J]. IEEE J of Solid-State Circuits, 2005, 40(7): 1414-1425.
- [8] Krummenacher F, Joehl N. A 4-MHz CMOS continuous time filter with on-chip automatic tuning[J]. IEEE J of Solid State Circuits, 1988, 23(3): 750-758.
- [9] Chen W K. The circuit and filters handbook[M]. 2nd ed. Florida, USA: CRC Press, 2003: 2541-2572.

作者简介:

甘业兵 男, (1981-), 博士研究生. 研究方向为集成收发器射频前端电路研究和模拟集成滤波器.