

DOI: 10.7652/xjtub201308014

一种低功耗跨导电阻电容型镜像抑制复数滤波器

张鸿¹, 赵桐¹, 贺郁¹, 李浩², 程军¹

(1. 西安交通大学微电子学系, 710049, 西安; 2. 女王大学电子与计算机工程系, N6C5V9, 加拿大安大略金士顿)

摘要: 针对无线传感网(WSN)对射频接收机低功耗的要求,提出了一种适用于 WSN 低中频接收机的一阶跨导电阻电容型(G_m - R - C)镜像抑制复数滤波器。该结构采用 2 个低功耗的全差动 G_m 单元和 R - C 负载对同相/正交输入信号进行低通滤波,频率变换则通过另外 2 个交叉耦合的差动 G_m 单元来实现。在详细分析一阶单元线性度、中心频率和调节范围的基础上,采用 $0.35\ \mu\text{m}$ CMOS 工艺设计了一个 4 阶巴特沃斯复数滤波器,带宽为 160 kHz,中心频率为 300 kHz。在 1% 的器件失配下,仿真得到的镜像抑制比达到 50 dB,带内的输入 3 阶截取点功率为 25.1 mW,通带增益为 18 dB,输入参考噪声均方根电压值为 $35\ \mu\text{V}$;在 2.7 V 电源电压下,滤波器消耗总电流仅为 760 μA 。仿真结果表明,滤波器的各项性能均满足 WSN 系统的需求并具有较高的功耗。

关键词: 无线传感网;复数滤波器;射频接收机;跨导单元;镜像抑制

中图分类号: TN713.8 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2013)08-0080-06

An Image-Rejection Complex Filter with Low Power Based on Transconductance-Resistance-Capacitance Cells

ZHANG Hong¹, ZHAO Tong¹, HE Yu¹, LI Hao², CHENG Jun¹

(1. Department of Microelectronics, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. Department of Electrical and Computer Engineering, Queen's University, Kingston, Ontario N6C5V9, Canada)

Abstract: A 1st-order transconductance-capacitance-resistance (G_m - R - C) complex filter for image rejection in low-IF wireless sensor network (WSN) receiver is proposed to reduce the power consumption of radio frequency receiver in WSN. The proposed cell adopts two fully differential G_m -cells with low power and R - C loads to perform low-pass filtering for the input I/Q signals, while the frequency translation is realized by two additional differential G_m cells through directly cross-adding relevant currents. Resistive source degeneration is adopted in the G_m cells to improve linearity. Based on the proposed 1st-order cell, a 4th-order Butterworth complex filter with center frequency of 300 kHz and bandwidth of 160 kHz is designed using the $0.35\ \mu\text{m}$ CMOS technology. Simulation results under 1% I/Q mismatch show that the filter achieves an image rejection ratio of 50 dB, an in-band 3rd-order input intercept power of 25.1 mW, a pass-band gain of 18 dB, and an RMS voltage of input referred noise of $35\ \mu\text{V}$ with current consumption of only 760 μA from a 2.7 V supply. All the simulated parameters achieve the system requirements of WSN with low power consumption.

Keywords: wireless sensor network; complex filter; radio frequency receiver; transconductance; image rejection

收稿日期: 2013-01-17。 作者简介: 张鸿(1978—),男,副教授。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61106027);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(xjj2013088);西安市科技计划资助项目(CX12187③)。

网络出版时间: 2013-05-20

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20130520.1010.003.html>

无线传感网(WSN)节点通常采用电池供电,需要硬件电路具有极低的功耗^[1-2]。因此,WSN 中的射频收发机大多采用低中频结构^[3]。除低功耗特点外,低中频结构还具有高集成度和低成本等诸多优势。然而,低中频接收机采用外差式结构,其射频频谱中位于有用信号镜像位置处的干扰信号将严重降低接收机的信噪比。更重要的是,低中频结构中射频载波与本振(LO)信号非常接近,增大了抑制镜像干扰的难度。因此,镜像抑制是低中频接收机需要解决的一个重要问题^[3]。为了避免采用高 Q 值的射频滤波器,低中频结构通常采用复数滤波器在基带中实现镜像抑制^[3-4]。

目前,低中频接收机中常见的复数滤波器结构包括无源 $R-C$ 多相滤波器、有源多相滤波器和跨导电容型(G_m-C)滤波器等。无源 $R-C$ 多相滤波器可以实现较高的镜像抑制比(IRR)^[5-6],但这种结构面积较大,并且其通带内没有增益,必须增加额外的缓冲器来弥补无源 $R-C$ 网络的损耗,这将显著增加功耗。有源多相滤波器结构具有更小的芯片面积和更高的通带增益^[7-8],但是这种结构中的运放消耗了较大的功耗。相比前 2 类结构,基于 G_m-C 结构的复数滤波器在低功耗方面具有明显的优势^[9-12]。然而,文献[9]中的 G_m 单元被用来代替电感,使得滤波器在通带内没有增益;文献[11-12]中的 G_m 单元采用伪差动跨导放大器(OTA)来实现,因此线性度较差。

本文提出了一种低功耗的跨导电阻电容型(G_m-R-C)复数滤波器单元。仿真结果表明,基于该单元的复数滤波器可以实现较高的 IRR,同时具有较高的线性度和极低的功耗。

1 G_m-R-C 复数滤波器原理

1.1 传统复数滤波器的实现方式

复数带通滤波器的传递函数 $H_{bp}(j\omega)$ 可通过对实数低通滤波器的传递函数 $H_{lp}(j\omega)$ 频移得到

$$H_{lp}(j\omega) = \frac{A}{1 + j\omega/\omega_0} \quad (1)$$

$$H_{bp}(j\omega) = H_{lp}(j\omega - j\omega_c) = \frac{A}{1 + j(\omega - \omega_c)/\omega_0} \quad (2)$$

式中: A 为直流增益; ω_0 为低通原型的极点频率; ω_c 为频移后复数带通滤波器的中心频率。复数滤波器只有一个复数极点,不具有共轭特性,需要采用同相/正交(I/Q)信号处理方法来实现。图 1 给出了

实现复数极点的传统结构^[7],虚线框中的积分器通常基于运放实现,对于高阶滤波器来说,多个运放将消耗较大的功耗和芯片面积。

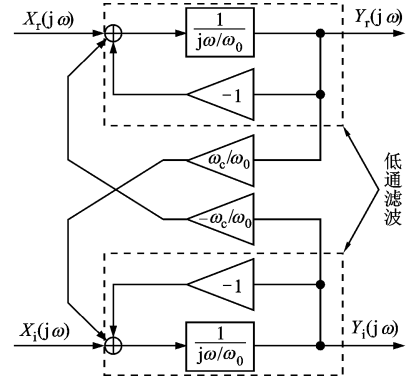


图 1 实现单个复数极点的传统结构

1.2 G_m-R-C 复数滤波器结构及其传递函数

为了避免使用运放,本文提出了一种新的一阶 G_m-R-C 复数滤波器结构。该结构利用一对低功耗跨导 G_{m1} 将输入电压信号的实部(I_{in})和虚部(Q_{in})分别转换为电流信号,再用一对并联 $R-C$ 负载网络分别实现一阶低通滤波。频移则利用另一对跨导 G_{m2} 对 2 路信号交叉耦合来实现。该结构的示意图如图 2 所示。

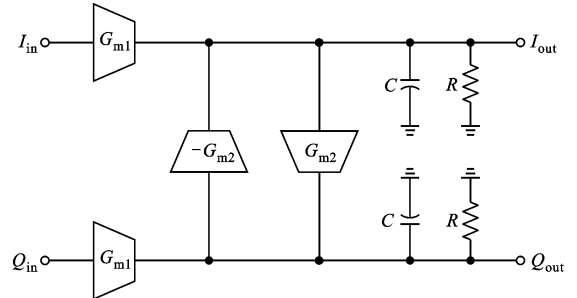


图 2 一阶 G_m-R-C 复数滤波器结构

图 2 所示结构的时域输入/输出特性可表示为

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) \quad (3)$$

式中: $x(t)$ 、 $y(t)$ 分别为时域输入和输出信号; $h(t)$ 为滤波器的冲激响应。式(3)中各项的复数形式为

$$\left. \begin{aligned} y(t) &= i_{out}(t) + jq_{out}(t) \\ x(t) &= i_{in}(t) + jq_{in}(t) \\ h(t) &= h_r(t) + jh_i(t) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中: $i_{in}(t)$ 、 $q_{in}(t)$ 、 $i_{out}(t)$ 、 $q_{out}(t)$ 分别为输入、输出时域信号的同相和正交分量; $h_r(t)$ 、 $h_i(t)$ 分别为滤波器冲激响应的实部和虚部。频域关系可由式(3)的傅里叶变换得到

$$Y(j\omega) = I_{out}(j\omega) + jQ_{out}(j\omega) = [I_{in}(j\omega)H_r(j\omega) - Q_{in}(j\omega)H_i(j\omega)] + j[I_{in}(j\omega)H_i(j\omega) + Q_{in}(j\omega)H_r(j\omega)] \quad (5)$$

式中: $I_{in}(j\omega)$ 、 $Q_{in}(j\omega)$ 、 $I_{out}(j\omega)$ 、 $Q_{out}(j\omega)$ 、 $H_r(j\omega)$ 和 $H_i(j\omega)$ 分别为式(4)中对应项的傅里叶变换。

G_m - R - C 滤波器的频率响应也可从图 2 所示的电路直接得到

$$\left. \begin{aligned} I_{out}(j\omega) &= [G_{m1}I_{in}(j\omega) - G_{m2}Q_{out}(j\omega)] \frac{R}{1+j\omega RC} \\ Q_{out}(j\omega) &= [G_{m1}Q_{in}(j\omega) - G_{m2}I_{out}(j\omega)] \frac{R}{1+j\omega RC} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

对上式整理后,可得

$$I_{out}(j\omega) = \frac{G_{m1}R(1+j\omega CR)I_{in}(j\omega)}{(1+j\omega RC)^2 + (G_{m2}R)^2} - \frac{G_{m1}G_{m2}R^2Q_{in}(j\omega)}{(1+j\omega RC)^2 + (G_{m2}R)^2} \quad (7)$$

$$Q_{out}(j\omega) = \frac{[G_{m1}R(1+j\omega RC)]Q_{in}(j\omega)}{(1+j\omega RC)^2 + (G_{m2}R)^2} + \frac{G_{m1}G_{m2}R^2I_{in}(j\omega)}{(1+j\omega CR)^2 + (G_{m2}R)^2} \quad (8)$$

对比式(7)、式(8)与式(5),可得到滤波器传递函数的实部 $H_r(j\omega)$ 和虚部 $H_i(j\omega)$

$$\left. \begin{aligned} H_r(j\omega) &= \frac{G_{m1}R(1+j\omega RC)}{(1+j\omega RC)^2 + (G_{m2}R)^2} \\ H_i(j\omega) &= \frac{G_{m1}G_{m2}R^2}{(1+j\omega RC)^2 + (G_{m2}R)^2} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

所以, G_m - R - C 复数滤波器的传递函数为

$$H(j\omega) = \frac{G_{m1}R}{1+j(\omega - G_{m2}/C)RC} \quad (10)$$

对比式(2)可知, G_m - R - C 滤波器的带内增益、半带宽和中心频率分别为 $G_{m1}R$ 、 $1/(RC)$ 和 G_{m2}/C 。

2 一阶 G_m - R - C 单元设计和分析

2.1 电路结构

根据图 2 给出的示意图,本文基于低功耗的差动跨导单元设计了一阶 G_m - R - C 单元的电路。

在电路中, $V_{IP,I}$ 和 $V_{IN,I}$ 为 I 支路的输入差动信号; $V_{IP,Q}$ 和 $V_{IN,Q}$ 为 Q 支路的输入差动信号。 $V_{OP,I}$ 、 $V_{ON,I}$ 和 $V_{OP,Q}$ 、 $V_{ON,Q}$ 分别为相应的输出差动信号。图 2 中的跨导单元 G_{m1} 分别对应于 I 支路中的差动对管 $M_{1a,I}$ 和 $M_{1b,I}$ 以及 Q 支路中的差动对管 $M_{1a,Q}$ 和 $M_{1b,Q}$, 而 G_{m2} 则对应于 I 支路中的差动对管 $M_{2a,I}$ 和 $M_{2b,I}$ 以及 Q 支路中的差动对管 $M_{2a,Q}$ 和 $M_{2b,Q}$ 。差动源级负反馈电阻对 R_{1a} 和 R_{1b} 以及 R_{2a} 和 R_{2b} 分别用于提高 G_{m1} 和 G_{m2} 的线性度。滤波器的带宽由 I/Q 支路上差动负载电阻 R_{La} 、 R_{Lb} 以及负载电容 C_L 组成的 RC 网络决定。整个一阶 G_m - R - C 滤波器的电路结构如图 3 所示。

为了验证所提出的一阶单元电路,本文采用 $0.35 \mu\text{m}$ CMOS 工艺设计了一个电路实例。图 4 给出了该电路的传输函数仿真结果。可以看出,滤波器通带仅在正频带出现,负频带内的信号全被抑制,即表现为所需要的复数滤波特性。通带中心频率为 250 kHz , 3 dB 带宽约为 70 kHz , 增益为 14 dB , 在 2.7 V 电压下消耗电流仅为 $160 \mu\text{A}$ 。

2.2 中心频率和调谐范围分析

根据式(10),滤波器的中心频率可通过 G_{m2} 独立地调节。设晶体管 $M_{2a,I}$ 、 $M_{2b,I}$ 、 $M_{2a,Q}$ 和 $M_{2b,Q}$ 的跨导均为 g_{m2} , 负反馈电阻 $R_{2a,I}$ 、 $R_{2b,I}$ 、 $R_{2a,Q}$ 和 $R_{2b,Q}$ 的阻值均为 R_2 , 那么 G_{m2} 可表示为

$$G_{m2} = g_{m2}/(1 + g_{m2}R_2) \quad (11)$$

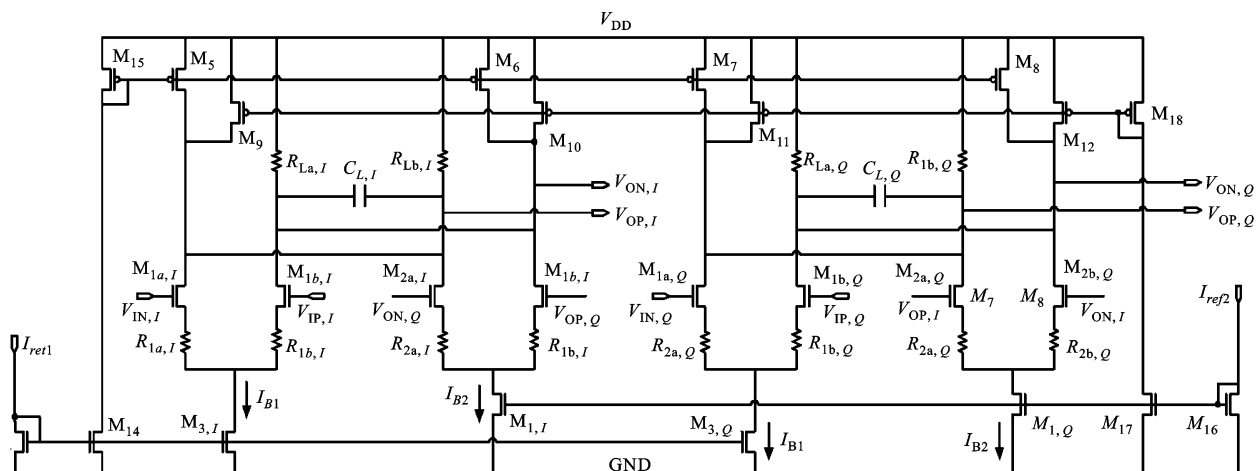
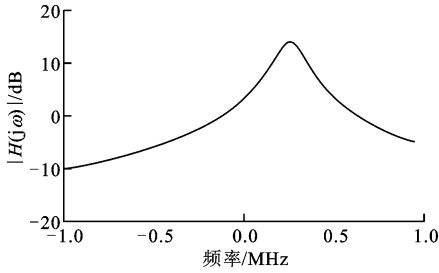


图 3 一阶复数滤波器电路

图 4 一阶 G_m - R - C 单元传输函数仿真结果

每个晶体管的电流为 $I_{B2}/2$, 则 g_{m2} 可表示为

$$g_{m2} = (\mu_n C_{ox} I_{B2} W/L)^{1/2} \quad (12)$$

式中: μ_n 为迁移率; C_{ox} 为单位面积的栅氧化层电容; W/L 为晶体管的宽长比。结合式(10)、(11)和(12), 可得中心频率 ω_c 与电流 I_{B2} 之间的关系

$$\omega_c = \frac{1/C}{R_2 + 1/(2\mu_n C_{ox} I_{B2} W/L)^{1/2}} \quad (13)$$

为了更直观地说明式(11)中 ω_c 与 I_{B2} 的关系, 图 5 给出了仿真得到的 ω_c 随 I_{B2} 变化的曲线。由图可见, 中心频率随 I_{B2} 的增加而增大, 然而曲线的斜率随 I_{B2} 增加而减小, 这与式(13)是吻合的。

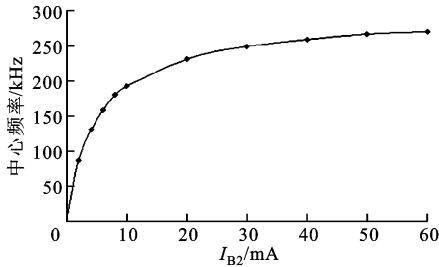


图 5 中心频率随偏置电流的变化曲线

另一方面, 跨导单元直流工作范围限制了偏置电流 I_{B2} 的最大值。当 I_{B2} 增大到一定值时, 交叉耦合跨导对将因正反馈而锁定在固定的状态, 不能正常工作。以下对该限制条件进行详细分析。

对于差动信号, 图 3 中的 2 个交叉耦合跨导可等效为由 2 个完全相同的全差动放大器构成的负反馈系统。由于每一级都是单极点电路, 因此对于差动信号而言, 此系统是无条件稳定的。

但是, 对于共模信号来说, 图 3 中交叉耦合的差动对等效为由 2 级带源级负反馈的反相放大器首尾相连形成的正反馈系统, 如图 6 所示。当 $M_{4,I}$ 和 $M_{4,Q}$ 的偏置电流较小时, 电流源管 $M_{4,I}$ 和 $M_{4,Q}$ 工作在饱和区。因此, 反相放大器的等效源极负反馈电阻很大, 使单级的共模增益小于 1, 保证了系统的稳定性。

当偏置电流增大到一定值时, $M_{4,I}$ 、 $M_{4,Q}$ 将工作在线性区, 从而使得等效源极负反馈电阻急剧下降,

导致其共模增益大于 1。此时, 交叉耦合差动对将形成一个锁存结构, 使电路锁定在一个固定状态而无法正常工作。

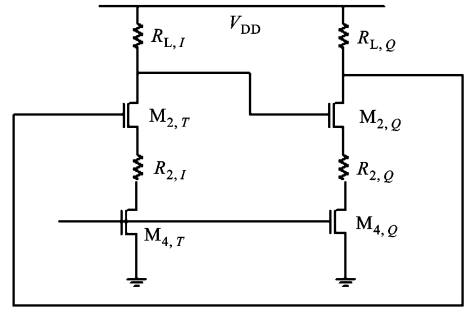


图 6 交叉耦合差动对共模信号等效模型

综上, 本文一阶 G_m - R - C 复数滤波器的中心频率可通过改变交叉耦合跨导对的偏置电流来调节, 并且调节能力随偏置电流的增大逐渐变小。另一方面, 为了保证电路稳定工作, 偏置电流存在一个上限值, 这一点使得滤波器的中心频率被限制在一个给定的上限频率以下。因此, 该结构非常适合于低中频结构的低功耗 WSN 接收机。

2.3 线性度

G_m 单元的线性度是影响滤波器线性度的主要因素。本文采用带源级负反馈的差动结构来提高线性度, 该结构的 3 次谐波功率为^[13]

$$P_{HD3} = \frac{1}{32} \left(\frac{v_{id}}{(1 + g_m R) V_{OD}} \right)^2 \quad (14)$$

式中: v_{id} 为差动输入电压; R 是源极负反馈电阻; g_m 和 V_{OD} 分别为差动对中每个晶体管的跨导和过驱动电压。从式(14)可知, 增大偏置电流或增大源极负反馈电阻可提高跨导单元的线性度。

但是, 在给定的中心频率要求下, 交叉耦合跨导单元的线性度将受到限制。根据式(13), 在采用大 R_2 的情况下, 为保证原有中心频率, 偏置电流必须同时增大。依据式(14), 这会进一步提高线性度。但是, 从 2.2 小节中的讨论可知, 偏置电流和源极负反馈电阻都存在一定上限, 因而, 一阶单元的线性度存在一个上限值。

以上线性度的限制在高 Q 值的情况下更为严重, 这是因为高 Q 值意味着窄带宽, 也就需要更大的负载电阻或电容。若负载电阻很大, 偏置电流就必须很小, 从而使线性度变差; 若负载电容很大, 为保证达到给定的中心频率, G_{m2} 就必须很大, 因此必须减小负反馈电阻以获得大的 G_{m2} , 进而使线性度性能变差。由上述分析可知, 将偏置电流或者源极

负反馈电阻设计为保证交叉耦合跨导对管正常工作的上限值,可得到最大的线性度。图7给出了滤波器实例的带内3阶截取点功率随偏置电流 I_{B2} 变化的仿真结果。可以看出,当 I_{B2} 为0时,交叉耦合跨导支路不工作,滤波器表现为实数滤波器,因而3阶截取点功率很高。

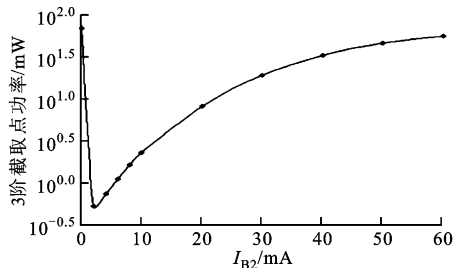


图7 3阶截取点功率随偏置电流的变化曲线

当 I_{B2} 略大于0时,滤波器成为复数滤波器,但由于 I_{B2} 很小,所以线性度急剧下降。随着 I_{B2} 增大,线性度也逐步得到改善,如式(14)所示。 I_{B2} 为60 μ A时,滤波器的中心频率约为250 kHz(见图4)。此时,一阶单元的3阶截取点功率可达50.1 mW,满足通常情况下WSN接收机的要求。

3 4阶 G_m - R - C 复数滤波器设计

基于上述一阶结构,论文采用0.35 μ m CMOS工艺设计了一个4阶复数滤波器。整个接收机系统要求该复数滤波器中心频率为300 kHz,带宽为160 kHz,镜像抑制比大于45 dB。为了实现平坦的通带响应,本文采用了巴特沃斯原型。经过详细计算,并考虑电路失配的影响,4阶巴特沃斯滤波器可满足上述设计要求。

4阶巴特沃斯滤波器的原型具有2对共轭极点,都在 S 平面的左半平面上。经过频移变换,4个极点相对位置保持不变,但都向上平移 ω_c 距离。平移后的每个极点都由一个一阶的 G_m - R - C 复数滤波器实现,级联后即可得到一个4阶巴特沃斯有源复数滤波器,如图8所示。各个一阶单元的中心频率和半带宽都在图中给出,整个滤波器的偏置电路的输入参考电流为5 μ A。

由2.3节的讨论可知,高 Q 值的一阶单元线性度较差。因此,4个一阶滤波器的位置安排和带内增益的分配对整体滤波器线性度影响很大。根据文献[14]给出的设计规则,级联系统为了获得最优的整体线性度, Q 值最大的滤波器单元应该放在最后一级,而且需要尽量降低前3级的带内增益。因此,

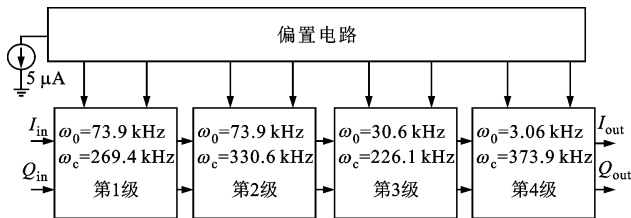


图8 4阶 G_m - R - C 有源复数滤波器结构框图

所设计的滤波器结构中,前3级的带内增益接近于0 dB,整体带内增益由最后一级提供。

4 仿真结果

本文在2.7 V电源电压下滤波器进行了仿真,整个电路的电流消耗仅为760 μ A。在不考虑 I/Q 支路失配情况下,滤波器的频谱特性曲线如图9所示。可以看出,中心频率为300 kHz,带宽为160 kHz,带内增益为7 dB,镜像抑制比达到62 dB。

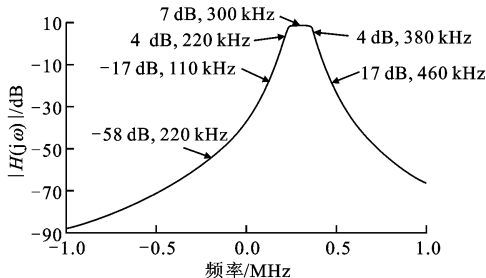


图9 无失配时幅频特性仿真结果

考虑到电路设计和工艺制造的不匹配对镜像抑制比的影响,对4阶滤波器中每一级 I/Q 支路上的无源元件都引入失配。由于复数滤波器工作频率较低,1%的器件失配足以较好地模拟工艺波动对滤波器性能的影响。在电路失配情况下的仿真频响曲线如图10所示。在-300 kHz处,频响曲线中出现了另一个与正频率处通带形状相似的通带,使得IRR从62 dB下降到50 dB,但仍满足要求。

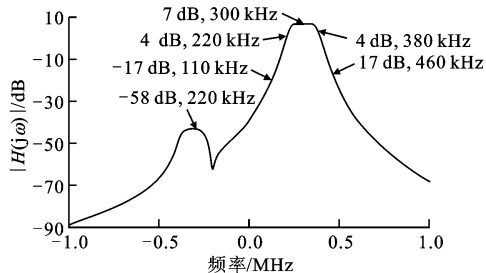


图10 1%器件失配情况下的幅频特性仿真结果

为了衡量滤波器的线性度,本文对滤波器进行了双音测试(输入频率为295 kHz和305 kHz)。仿真得

到的带内 3 阶截取点功率为 25.1 mW。输入功率为 0.1 mW 时的输出频谱如图 11 所示,3 阶互调失真比为一 41.5 dB。仿真得到的滤波器输入参考均方根噪声电压为 35 μ V,通带内群延时变化小于 1.6 μ s。

表 1 中总结了滤波器的详细性能参数,并与近几年报道的其他文献进行了对比。从表 1 可见,本文的镜像抑制比与其他文献相当,但在低功耗方面具有明显的优势。

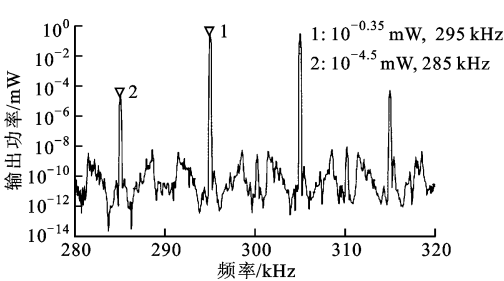


图 11 3 阶互调失真仿真结果

表 1 4 阶复数滤波器性能总结

结构	阶数	最小栅长/nm	ω_c /MHz	带宽/MHz	增益/dB	V_{DD} /V	电流/ μ A	镜像抑制比/dB	3 阶互调失真比/dB	3 阶截取点功率/mW
文献[8]	7	130	2	1.5	0	1.2	9	>55	50	
文献[10]	7	180	15.4	25	13.5	1.8	4	>47.5		
文献[15]	4	90	2.5	3.6	6.85	2.4	1	>31.5		4.5
本文	4	350	0.3	0.16	7	2.7	0.76	>50	41.5	25.1

5 总 结

本文提出了一种新型的一阶 G_m - R - C 复数滤波器单元。该单元采用低功耗全差动 G_m 结构和 RC 负载对 I/Q 输入信号进行复数滤波。基于提出的一阶滤波器单元,采用 0.35 μ m CMOS 工艺设计了一款用于 WSN 接收机的 4 阶巴特沃斯复数滤波器。仿真结果显示,在 1% 的 I/Q 失配下滤波器的镜像抑制比达到 50 dB,带内 3 阶截取点功率为 25.1 mW。滤波器在工作电压为 2.7 V 时仅消耗电流 760 μ A。

参考文献:

[1] SOHBARY F K, MINOLI D, ZNATI T. Wireless sensor networks technology, protocols and applications [M]. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2007.

[2] 李彬,王文杰,殷勤业,等. 无线传感器网络节点协作的节能路由传输 [J]. 西安交通大学学报, 2012, 46 (6): 1-6.

LI Bin, WANG Wenjie, YIN Qinye, et al. An energy-efficient routing with sensor nodes cooperation in wireless sensor network [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2012, 46 (6): 1-6.

[3] QUINLAN P, CROWLEY P, HUDSON M C S, et al. A multimode 0.3-200-kb/s transceiver for the 433/868/915-MHz bands in 0.25 μ m CMOS [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2004, 39 (12): 2297-2310.

[4] HAYASHI G. A 10.8 mA single chip transceiver for

430 MHz narrowband system in 0.15 μ m CMOS [C] // Proceedings of International Conference on Solid-State Circuits. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2006: 374-375.

[5] BEHBAHANI F, KISHIGAMI Y, LEETE J, et al. CMOS mixers and polyphase filters for large image rejection [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2001, 36 (6): 873-887.

[6] GALAL S H, RAGAIE H F, TAWFIK M S. RC sequence asymmetric polyphase networks for RF integrated transceivers [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems: II Analog and Digital Signal Processing, 2000, 47 (1): 18-27.

[7] CROLS J, STEYAERT M. An analog integrated polyphase filter for a high performance low-IF receiver [C] // Proceedings of IEEE Symposium on VLSI Circuits Technology. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1995: 87-88.

[8] KIM S, JEONG Z M, KIM Y, et al. A complex band-pass filter for low-IF conversion DAB/T-DMB tuner with I/Q mismatch calibration [C] // Proceedings of Asian Solid-State Circuits Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2008: 473-476.

[9] ANDREANI P, MATTISSON S, ESSINK B. A CMOS g_m - C polyphase filter with high image band rejection [C] // Proceedings of 26th European Solid-State Circuits Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2000: 244-247.

[10] 潘文光,甘业兵,马成炎,等. 一种射频前端宽带复数滤波器电路的设计 [J]. 微电子学, 2010, 40 (4): 592-595.

PAN Wenguang, GAN Yebing, MA Chengyan, et al.

- Design of wideband complex filter for RF front end [J]. *Microelectronics*, 2010, 40(4):592-595.
- [11] 钟伦贵, 杨海刚, 刘飞, 等. 基于伪差动结构跨导器的 G_m -C 复数滤波器设计 [J]. *中国科学院研究生院学报*, 2011, 28(2):236-240.
- ZHONG Lungui, YANG Haigang, LIU Fei, et al. Design of a G_m -C complex filter based on a simple frequency tuning circuit [J]. *Journal of the Graduate School of the Chinese Academy of Sciences*, 2011, 28(2):236-240.
- [12] EMIRA A A, SANCHEZ-SINENCIO E. A pseudo differential complex filter for bluetooth with frequency tuning [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems; II Analog and Digital Signal Processing*, 2003, 50(10):742-754.
- [13] LO Tien-Yu, HUNG Chung-Chih. 1V CMOS g_m -C filters design and applications [M]. Berlin, Germany: Springer, 2009.
- [14] ZHANG Hong, LI Xue, LAI Suming, et al. A high-linearity 264-MHz source-follower-based low-pass filter with high-Q second order cell for MB-OFDM UWB [J]. *IEICE Transactions on Electronics*, 2011, E94A(6):999-1007.
- [15] LIU S, WANG B, SHEN J, et al. A new fourth-order G_m -C CMOS polyphase filter for low-IF receiver [C]// *Proceedings of International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology*. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2012:1-3.

(编辑 刘杨)

(上接第48页)

- [8] GOYAL V, PANDEY O, SAHAI A, et al. Attribute-based encryption for fine-grained access control of encrypted data [C]// *Proceedings of the 13th ACM Conference on Computer and Communications Security*. New York, NY, USA: ACM, 2006:89-98.
- [9] CHEUNG L, NEWPORT C. Provably secure ciphertext policy ABE [C]// *Proceedings of the 14th ACM Conference on Computer and Communications Security*. New York, NY, USA: ACM, 2007:456-465.
- [10] BETHENCOURT J, SAHAI A, WATERS B. Ciphertext-policy attribute-based encryption [C]// *IEEE Symposium on Security and Privacy*. Washington, DC, USA: IEEE Computer Society, 2007:321-334.
- [11] WATERS B. Ciphertext-policy attribute-based encryption: an expressive, efficient, and provably secure realization [M]// *LNCS: Volume 6571 Public Key Cryptography-PKC 2011*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2011:53-70.
- [12] BEIMEL A. Secure schemes for secret sharing and key distribution [D]. Haifa, Israel: Israel Institute of Technology, 1996.
- [13] MORILLO P, PADRÓ C, SÁEZ G, et al. Weighted threshold secret sharing schemes [J]. *Information Processing Letters*, 1999, 70(5):211-216.
- [14] PARK C, YUN D L H, KIM C H. Attribute-based encryption based on the chain of weighted threshold secret sharing [EB/OL]. [2012-10-13]. <http://www.crm.cat/Paginas/wksecurity/default.aspx>.

(编辑 杜秀杰 赵大良)

(上接第73页)

- [11] JUAN A, VIDAL E. Comparison of four initialization techniques for the K -medians clustering algorithm [M]// *Lecture Notes in Computer Science*. Vol. 1876. Berlin, Germany: Springer, 2000:842-852.
- [12] ABDELAZEEM S, ERAQI H M. On-line Arabic handwritten personal names recognition system based on HMM [C]// *Proceedings of the 11th IEEE International Conference on Document Analysis and Recognition*. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011:1304-1308.
- [13] AL-HAJJ M R, LIKFORMAN-SULEM L, MOKBEL C. Combining slanted-frame classifiers for improved HMM-based Arabic handwriting recognition [J]. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 2009, 31(7):1165-1177.
- [14] JIN Lianwen, WEI Gang. Handwritten Chinese character recognition with directional decomposition cellular features [J]. *Circuits, Systems and Computers*, 1998, 8(4):517-524.
- [15] KIMURA F, TAKASHINA K, TSURUOKA S, et al. Modified quadratic discriminant functions and its application to Chinese character recognition [J]. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 1987, 9(1):149-153.
- [16] WANG Qiufeng, YIN Fei, LIU Chenglin. Handwritten Chinese text recognition by integrating multiple contexts [J]. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 2012, 34(8):1469-1481.

(编辑 苗凌 武红江)