

基于跨导运算放大器的多模多频可重构滤波器的设计^①

周细凤^{②*} 曾荣周* 林 愿* 张平华** 孙 静*

(* 湖南工程学院电气信息学院 湘潭 411104)

(** 湖南信息职业技术学院电子工程学院 长沙 410200)

摘 要 研究了多模多频的射频前端接收机中的滤波器的设计。为使滤波器具备多模式、多功能等特点,减小尺寸、降低功耗,克服电调谐不方便、线性度低的问题,提出了一种基于跨导运算放大器(OTA)的多模多频可重构滤波器的设计方法,该方法通过设置合适的开关阵列,使同一个电路拓扑实现不同的工作模式,且每种工作模式都可实现多种滤波功能。该方法设计的滤波器电路结构简单,易于集成,硬件复用率高,且实验证明功能多样,线性度高,适合应用到单片集成的多模多频接收机中。

关键词 可重构,多模多频,滤波器,跨导运算放大器(OTA)

0 引 言

滤波器作为射频前端不可或缺的核心模块之一,可以用于通道选择信号,也可以用在中频阶段滤去镜像干扰、衰减噪声,还可以用在高品质的振荡、放大、倍频和混频电路中,甚至在 A/D 转换电路中亦可以做抗混叠滤波器。

近年来,无线通信的个性化和宽带化促使通信的终端设备不断朝着便携性、智能化和多功能化方向发展,这就要求接收机在保持高性能、小尺寸的前提下,具有低功耗、高集成度等特点,从而导致接收机的前端设备一方面要有更低的功耗及更小的面积和更少的片外元器件,另一方面要能够同时适用多种无线通信标准,可以同时处理多模式、多标准的多频段的信号。在这样的多要求下,能因地制宜编程使用的多模多频可重构射频前端几乎成了唯一的选择。多模多频可重构射频前端通常复用了低噪声放大器、频率综合器等,可以极大地降低系统功耗,节约芯片面积和成本。但是,由于不同通信标准的

带宽和其他技术指标的变化范围很宽,必须采用可重构的中频滤波器处理不同通信标准的不同频段和不同技术指标的信号^[1-4]。

尽管国内外对可重构滤波器的设计和优化这一关键课题已有了一些研究成果,提出了一些基于跨导运算放大器(operational transconductance amplifier, OTA)及电流模式积木块的多功能滤波器结构,但大多存在一些缺陷与不足。万培元等提出了一种跨导电容低通滤波器,该滤波器动态范围大、带宽很宽,但是功耗较高,且只能实现低通功能^[5];魏巍等设计并实现了一种有源复数带通滤波器,具有低电压、低功耗、低噪声等优点,但仅能实现镜像抑制滤波,功能较为单一^[6];文献[7-9]提出了多种多标准滤波器,其中心频率以及带宽连续可调,但是电路结构不可重构。而基于电流模式积木块的多功能滤波器结构则线性度不高,不可重构,可移植性不强^[10-14]。所以,本文提出了一种基于 OTA 的多模多频可重构滤波器。该滤波器通过 3 组开关控制可工作在 4 种不同的模式下:模式 1 下可同时实现二阶带通和低通滤波功能;模式 2 下可同时实现二阶带

① 国家自然科学基金(51502087),湖南工程学院新进博士启动基金(16RC007),湖南省教育厅科学研究(15C0982),湖南省自然科学基金(14jj6041),湖南省教育厅开放基金(14k029)和湖南省教育科学“十三五”规划(XJK06BXX004)资助项目。
② 女,1979 年生,博士;研究方向:集成电路设计,通信电子技术;E-mail: zxf16@126.com
(收稿日期:2017-04-18)

通和二阶、四阶、五阶低通滤波功能;模式 3 下可同时实现二阶、四阶带通和二阶低通滤波功能;模式 4 为复数滤波模式,可同时实现二阶、四阶、五阶复数滤波功能。而且该滤波器的工作频率可通过调节 OTA 的跨导值进行改变。其功能多样,电调谐性能强,硬件复用率很高,能够有效地控制功耗和芯片面积。

1 复数滤波器设计

复数滤波器是低中频结构接收机中的一个重要模块,起到镜像抑制的作用。复数滤波器的幅度-频率特性关于直流不对称。在正频率处有带通的特性,使有用信号通过;而在负频率处则为带阻,能够抑制镜像信号。通常位于低中频接收机的混频级之后,可以兼顾选频和滤波功能,且可有效抑制镜像信号。其幅频特性示意图如图 1 所示。

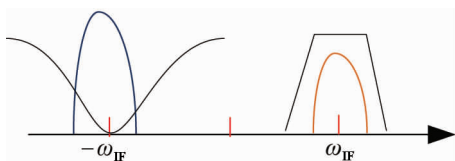


图 1 复数滤波器的幅频响应示意图

设计 OTA-C 复数滤波器的常用方法是将原型低通滤波器进行线性频移,表达式为

$$j\omega C \rightarrow j\omega C \pm j\omega_{IF}C \quad (1)$$

在频域实现 $s \rightarrow s \pm j\omega_{IF}$ 的转换过程,其中 $\omega = 2\pi f$ 。在 OTA-C 的低通滤波器中,通常只包含有源器件 OTA(跨导为 G_m) 和电容(C),只能通过电容的复数阻抗变换来实现频域里面的复数运算。其中接地电容的线性频率转换的典型电路如图 2 所示。

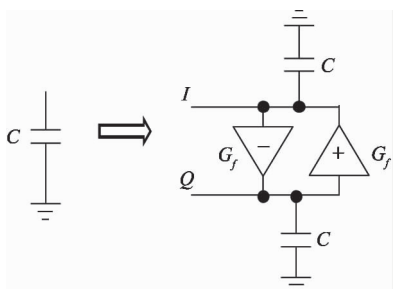


图 2 接地电容的线性频率变换

由图 2 可见,接地电容的线性频移是通过跨导 G_f 来实现的,假设图 2 中电容流入的电流为 I , 电压为 V , 则有:

$$I = I_I + jI_Q \quad (2)$$

$$V = V_I + jV_Q$$

而图 3 中, I, Q 两个支路的电流分别可以表示为

$$I_I = sCV_I - G_fV_Q \quad (3)$$

$$I_Q = sCV_Q + G_fV_I$$

将式(3)代入式(2),可得

$$I = sCV_I - G_fV_Q + j(sCV_Q + G_fV_I) \quad (4)$$

整理可得

$$I = (V_I + jV_Q)(sC + jG_f) = V(sC + jG_f) \quad (5)$$

比较式(2)和式(5),可得

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{1}{j\omega C + jG_f} = \frac{1}{j\omega C + j\omega_{IF}C} \quad (6)$$

于是有

$$G_f = \omega_{IF}C \quad (7)$$

采用类似的方法,可以推导出浮地电容的线性变换如图 3 所示。

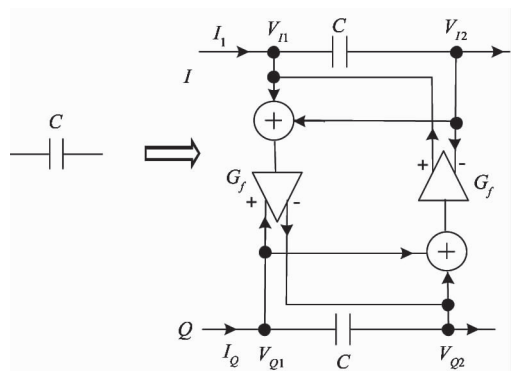


图 3 浮地电容的线性频率变换

对于图 3,根据基尔霍夫电压和电流定理,可求得实部和虚部的电流可以表示为

$$\begin{cases} I_I = sC(V_n - V_{Q2}) - G_f(V_{Q1} - V_{Q2}) \\ I_Q = sC(V_{Q1} - V_{Q2}) + G_f(V_n - V_{Q2}) \end{cases} \quad (8)$$

代入 $I = I_I + jI_Q$, 整理可得

$$I = \underbrace{(V_n - V_{Q2})}_{V_I} (sC + jG_f) + j \underbrace{(V_{Q1} - V_{Q2})}_{V_Q} (sC + jG_f)$$

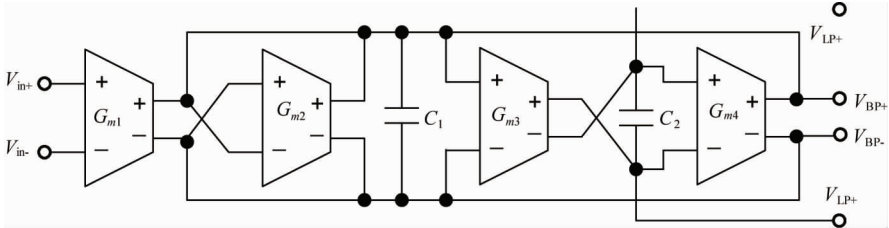
$$= \underbrace{(V_l + jV_Q)}_V (sC + jG_f)$$
$$= V(sC + jG_f) \tag{9}$$

同样有 $G_f = \omega_{IF}C$ 。不管电容是以接地形式还是浮地形式出现在低通滤波器电路中,转移跨导 G_f 的值都为 $G_f = \omega_{IF}C$ 。

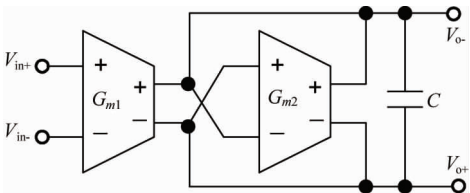
2 多模多频可重构 OTA-C 滤波器综合

采用两个二阶低通滤波单元和一个单极点滤波器级联的结构来实现 OTA-C 低通原型滤波器。这种级联结构设计方法简单,单个电路单元的变化不会对其他单元电路发生影响,对单独调试各个环节十分有利。所设计的二阶低通滤波单元和单极点单元分别如图 4(a)和图 4(b)所示。

图 4(a)能够同时实现低通和带通滤波器功能,



(a) 二阶低通滤波单元



(b) 单极点单元

图 4 低通滤波器单元电路

采用上节所论述的接地电容的线性频率变换方法,将图 4 所示的低通滤波器单元线性变换得到复数滤波器,其中二阶和一阶复数单元电路分别如图 5和图 6 所示,这两个电路在 I/Q 两路交叉耦合的跨导通路上加入了一组开关 S_3 ,以切换工作模式,当 S_3 断开时候,滤波器表现为低通特性(LP),

$$H_{\text{complex}}(s) = \frac{\frac{G_{m1}G_{m3}}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{G_{m2}}{C_1} \cdot s + \frac{G_{m3}G_{m4}}{C_1C_2}} \cdot \frac{\frac{G_{m5}G_{m7}}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{G_{m6}}{C_3} \cdot s + \frac{G_{m7}G_{m8}}{C_3C_4}} \cdot \frac{\frac{G_{m9}}{C_5}}{s + \frac{G_{m10}}{C_5}} \tag{13}$$

其传递函数 $H_{LP}(s)$ 、 $H_{BP}(s)$ 为

$$H_{LP}(s) = \frac{\frac{G_{m1}G_{m3}}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{G_{m2}}{C_1} \cdot s + \frac{G_{m3}G_{m4}}{C_1C_2}} \tag{10}$$

$$H_{BP}(s) = \frac{\frac{G_{m1}}{C_1} \cdot s}{s^2 + \frac{G_{m2}}{C_1} \cdot s + \frac{G_{m3}G_{m4}}{C_1C_2}} \tag{11}$$

图 4(b)为单极点单元,实现传递函数 $H_{LP1}(s)$ 如式

$$H_{LP1}(s) = \frac{\frac{G_{m1}}{C}}{s + \frac{G_{m2}}{C}} \tag{12}$$

所示的一阶滤波功能。

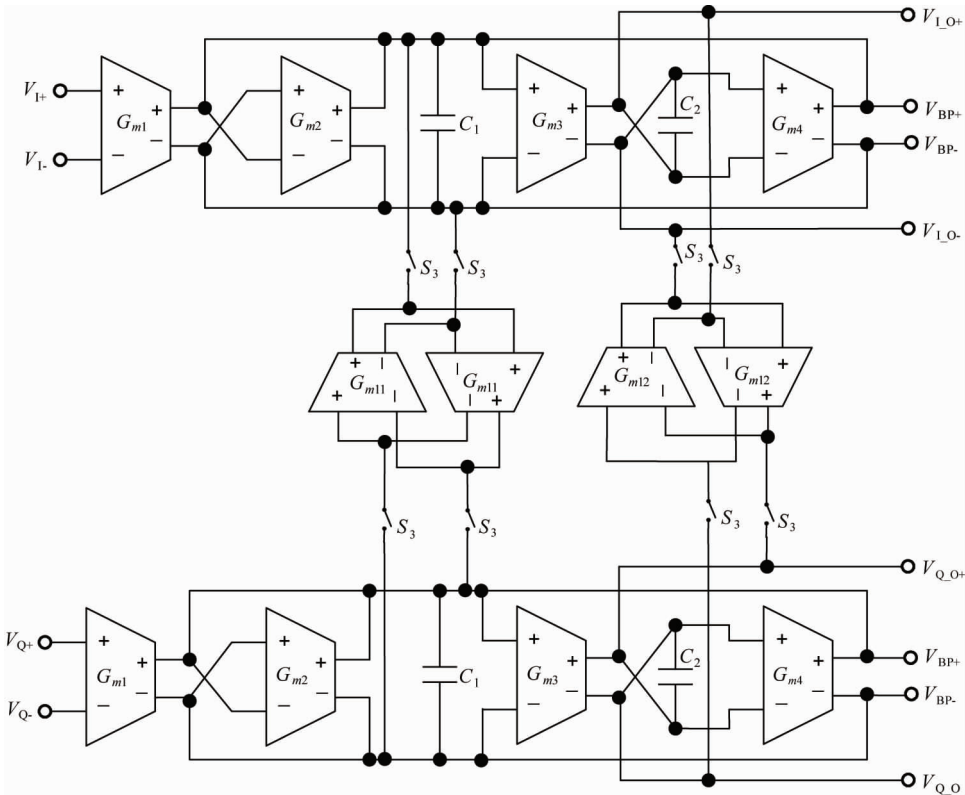


图 5 二阶复数滤波器单元

所示的传递函数。其中 $G_{m1}, G_{m2}, G_{m3}, G_{m4}$, 和 C_1, C_2 分别是第一级二阶复数单元各个 OTA 的跨导和电容; $G_{m5}, G_{m6}, G_{m7}, G_{m8}$, 和 C_3, C_4 分别是第二级二阶复数单元各个 OTA 的跨导和电容; 而 G_{m9}, G_{m10} , 和 C_5, C_2 是最后级一阶复数单元各个 OTA 的跨导和电容。

这个电路有 4 种不同的工作模式,由开关组合 S_1, S_2 和 S_3 的通断来控制不同的工作模式,在每一种工作模式下选择不同的输出端口,又能有多种不同类型的输出信号,具体工作模式如表 1 所示。

虽然滤波器的模式切换依赖于开关的特性是否理想,但是在现代的 CMOS 工艺中,CMOS 开关的导通电阻一般为几 $k\Omega$,尤其当采用 CMOS 互补开关时候,互补开关导通电阻要比单个的 CMOS 开关小得多,而且在本方案中,几乎所有的开关都连接在跨导的输出端,互补开关导通电阻要远远小于跨导的输出阻抗(几百 $k\Omega$),所以,开关电阻对电路的影响几乎可以忽略不计。

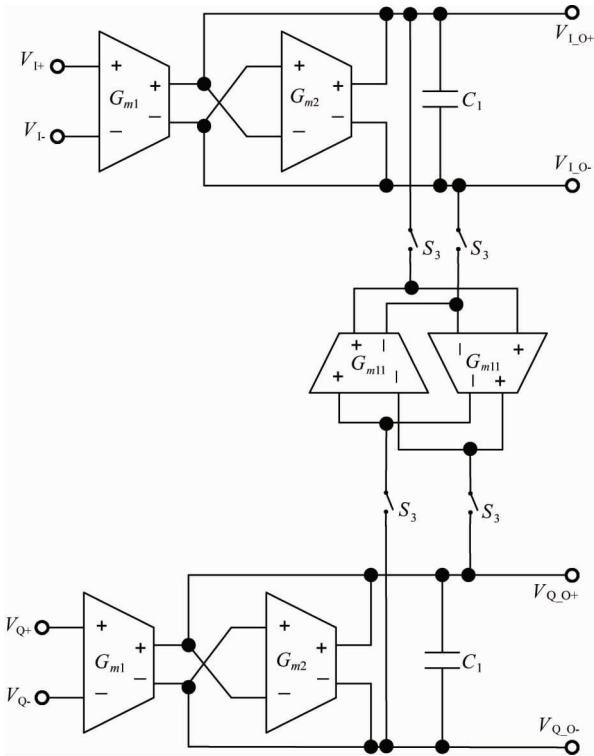


图 6 一阶复数滤波器单元

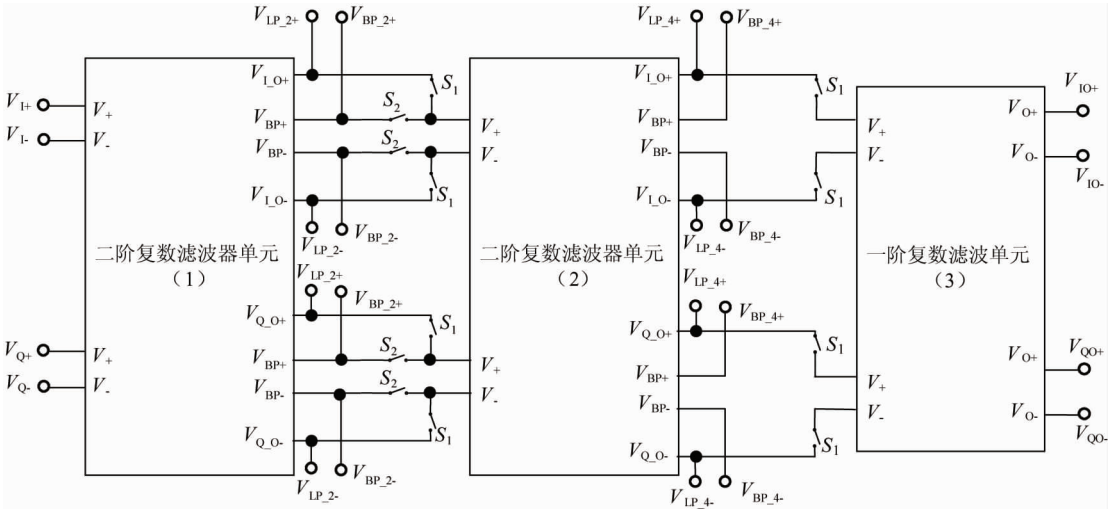


图 7 多模多频滤波器框图

表 1 多模式滤波器的工作模式

开关状态			输出端口(工作模式)				
S3	S2	S1	$V_{BP_2+} (V_{BP_2-})$	$V_{LP_2+} (V_{LP_2-})$	$V_{BP_4+} (V_{BP_4-})$	$V_{LP_4+} (V_{LP_4-})$	$V_{o+} (V_{o-})$
0	0	0	2 st BP	2 st LP	-	-	-
0	0	1	2 st BP	2 st LP	-	4 st LP	5 st LP
0	1	0	2 st BP	2 st LP	4 st BP	-	-
1	0	1	-	2 st	-	4 st	5 st
				COMPLEX		COMPLEX	COMPLEX

3 高线性可调 OTA 设计

作为 OTA-C 滤波器的关键模块,OTA 特性对 OTA-C 滤波器的性能起着至关重要的作用,在深亚微米 CMOS 工艺条件下,OTA 不仅要求有较宽的频率响应,输入阻抗和输出阻抗都很高,而且要求对大信号的线性度高,能够工作在低噪声、低电压、低功耗状态。同时,在确保 G_m 值精确的应用中,要尽可能保持其可调谐性,使之能够适应多模式应用,且能够和谐电路共同工作,减小工艺和温度变化的影响。这里采用一种新颖的基于翻转电压跟随器-电流检测电路(flipped voltage follower current sensor, FVFCS)的高线性可调谐 OTA^[7]。

传统的 FVFCS 电路如图 8(a)所示,当所有的 PMOS 管工作在饱和区时,这是一个电流检测电路,输入和输出电流关系式为 $I_{out} = I_{in} + I_{bias}$ 。在这个电路结构中,输出电流大约是输入电流数倍,但是由于

偏置电流 I_{bias} 的波动会对 M2 的栅电压产生较大的影响,所以不能应用在低电压场合。

而图 8(b)则在 X 节点处并联了一个偏置在饱和区的 NMOS 管 M1,这个电路通常有两种工作模式,一是当 PMOS 管 M2、M3、M4 都工作在饱和区,就得到了一个能够工作在低电压状态的 class AB 类平衡跨导,有 $I_{out} = I_{in} + I_{bias} \approx (\beta_1/2) \cdot (V_i - V_{TN})^2$, 其中, β_1 为与管子器件相关的参数,不随输入电压改变。所以 $I_{out} \propto V_i^2$ 。二是当 M3、M4 都工作在饱和区,而 M2 工作在近线性区时,有 $I_2 \approx \beta_2 \cdot (V_{SG2} - |V_{TP}|) V_{SD2}$, $I_{out} = I_4 = (\beta_4/2) \cdot (V_{SG2} - |V_{TP}|)^2$, 忽略沟道长度调制效应,可得

$$I_{out} = \frac{\beta_4}{2} \cdot \left(\frac{I_{bias} + I_{in}}{\beta_2 \cdot V_{SD2}} \right)^2$$
$$V_{SD2} = V_{cp} - \sqrt{2I_{bias}/\beta_3} - |V_{TP}| \tag{14}$$
$$I_{in} = \frac{\beta_1}{2} (V_i - V_{TNN})^2$$

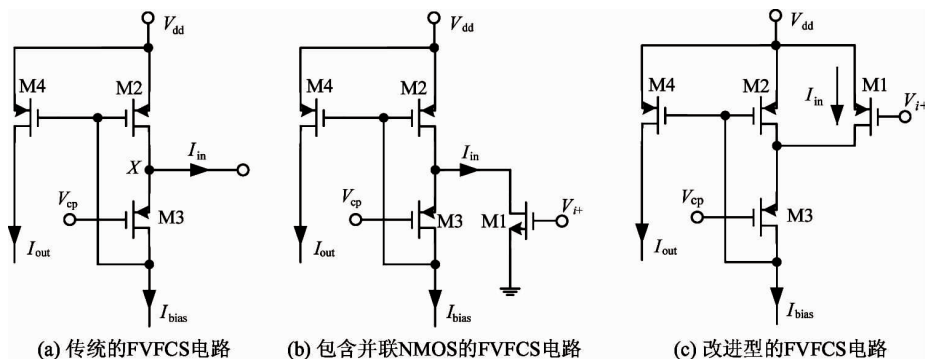


图8 FVFCs 电路

由以上表达式可见: $I_{out} \propto V_i^4$ 。根据以上分析过程,图8(b)在两种工作模式下,若加载了输入电压,则都将在输出端生成一个远大于静态电流 I_{bias} 的输出电流 $I_{out} \propto I_{out}$ 和输入电压 V_i 之间近似平方律关系,这很适合应用在那些对线性度要求不太高的低电压场合。

而图8(c)所示的改进型 FVFCs, I_{out} 和输入电压 V_i 之间将构成线性关系。这里采用一个偏置在线性区的 PMOS 管 M1 取代了图8(b)中的 NMOS 管。当 MOS 管工作在三极管区时有

$$I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2] \quad (15)$$

此时,若漏源电压 V_{SD} 保持不变,则其漏电流 I_D 和栅源电压 V_{GS} 将成非常好的线性关系。图8(c)中,

M2, M3 和 I_{bias} 在 M1 的漏极产生一个恒定电压为

$$V_{D,M1} = V_{cp} - \sqrt{2I_{bias}/\beta_3} - |V_{TP}| \quad (16)$$

这使得 V_{SD3} 恒定不变。此时, V_{cp} 可线性控制 I_{in} 。由于 M1 管工作在线性区,而 M2 工作在饱和区,所以 I_{in} 和 I_{bias} 的电流之差被镜像到输出端,有: $I_{out} = I_{in} - \beta_1 [(V_i - |V_{TP}|) \cdot V_{D1} - (V_{D1}^2/2)]$ 。可见, I_{out} 和输入电压 V_i 之间为线性关系。将这个电路作为 OTA 的输入端,可有效地改善 OTA 的非线性特性。图9是基于改进的 FVFCs 的高线性 OTA 电路,采用了三个改进的 FVFCs 电路,作为伪差分输入端。采用伪差分的结构能增加 OTA 的输入摆幅,有效地改善信号的线性度。其中,三极管 M1a, M2a 和 M3a 工作在三极管区。

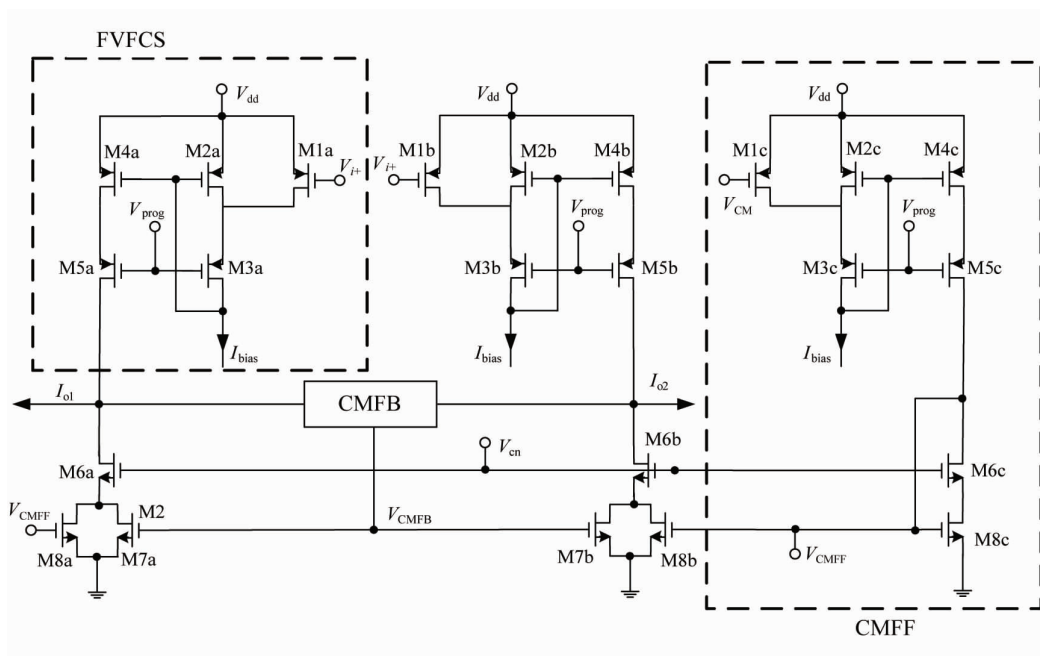


图9 高线性可调 OTA 电路结构

在伪差分结构中,线性度、功耗和整个差分电路的跨导值等都和共模电压关系密切。而伪差分结构由于没有尾电流源的存在,对输入共模信号的抑制能力很差,将导致输出共模点漂移。必须要同时加入共模前馈(common mode feed forward,CMFF)补偿和共模反馈(common mode feed back,CMFB)电路,以增强对共模信号的控制能力,提高共模抑制比。共模前馈补偿电路如图 9 中虚线框中所示,其中 I_{CM}

$$= \beta_1 [(V_{i,CM} - |V_{TP}|) \cdot V_{SD1} - (V_{SD1}^2/2)],$$

而差分输出电流则如下式所示:

$$I_{out} = I_{o1} - I_{o2}$$
$$= \beta_1 [(V_{i+} - V_{i-}) \cdot (V_{prog} - \sqrt{2I_{bias}/\beta_3} - |V_{TP}|),$$
$$\propto \beta_1 \cdot V_{id} \cdot V_{prog}$$

(17)

由式(17)可见,图 9 所示 OTA 电路的线性跨导为

$$G_m = \frac{\partial I_{out}}{\partial V_{id}}, \propto \beta_1 \cdot V_{prog}$$

(18)

所以,该电路的跨导可以通过改变 V_{prog} 来调节。

4 可重构滤波器的应用及仿真分析

调节图 7 所示的可重构滤波器的工作模式和 OTA 的跨导值,可设计出符合不同的射频前端接收机要求的中频滤波器,可满足多模多频射频前端的多模式需求。

例如,Bluetooth,ZigBee,GPS 的射频前端接收机滤波器的中频频率分别为 1MHz,2MHz, 4MHz。基带带宽分别为 1.2MHz,2.4MHz,2MHz。由于复数滤波器从频域的角度来说,是将低通滤波器的零频平移到中频,并且在中频的两侧扩展成为带通滤波器,所以复数滤波器的低通原型滤波器带宽只需要

所要求带宽的 1/2 倍。对应这三个系统所要求的原型低通滤波器的带宽分别为 0.6MHz, 1.2MHz, 1MHz。假定 Bluetooth,ZigBee,GPS 的中频滤波器分别采用如表 2 所要求的技术指标。

表 2 多模多频复数滤波器的设计要求

参数 模式	IF (MHz)	ω_p (MHz)	ω_s (MHz)	A_{min} (dB)	ε
Bluetooth	1.0	1.2	2.4	20	0.4
ZigBee	2.0	2.4	4.8	20	0.4
GPS	4.0	2.0	4.0	20	0.4

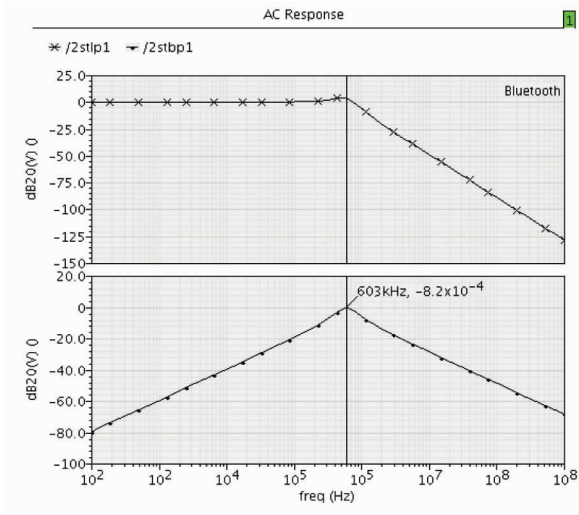
为了方便分析,假设低通滤波器单元电路中的跨导均相等,即 $G_{m1} = G_{m2} = \dots = G_{m10} = G_m$ 。而 I/Q 两路交叉耦合跨导通路中的跨导的值可由 $G_{ix} = \omega_{If} \cdot C_{ix}$ 计算。于是可求得滤波器各元件参数如表 3 所示。

根据表 1 所示的电路的工作模式和表 3 给出的电路参数,对图 7 所示的多模多频滤波器进行了仿真验证和结果分析。仿真结果如图 10 至图 13 所示。

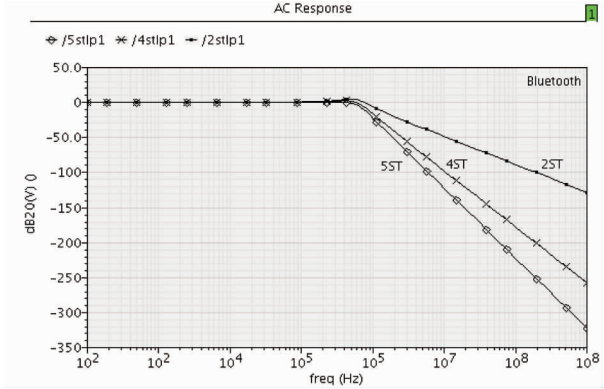
当 S_3, S_2, S_1 均断开时,图 7 所示的电路能同时实现二阶带通和低通功能。调节 OTA 的跨导值,可改变低通原型和带通滤波器的角频率,以获得不同的工作频率,分别满足 Bluetooth, Zigbee, 以及 GPS 系统的要求,这三个角频率下的仿真结果在图 10 中给出。由图可见,在不同的工作模式下,低通滤波器的 -3dB 频率分别为 0.6MHz, 1.2MHz 和 1MHz。

表 3 滤波器的设计参数

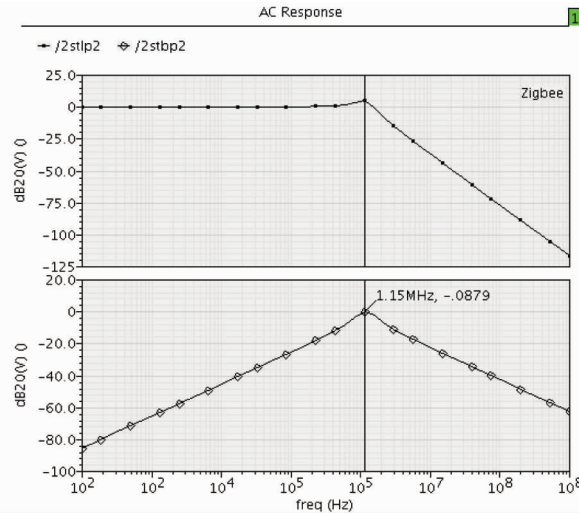
跨导 模式	G_m ($\mu A/V$)	G_{m11}, G_{m14} ($\mu A/V$)	G_{m12}, G_{m13} ($\mu A/V$)	G_{m15} ($\mu A/V$)	C_1, C_4 (pF)	C_2, C_3 (pF)	C_5 (pF)
Bluetooth	15.00	40.43	15.44	25.00	6.44	2.46	3.98
ZigBee	30.01	80.86	30.88	50.00	6.44	2.46	3.98
GPS	24.98	161.72	61.77	100.00	6.44	2.46	3.98



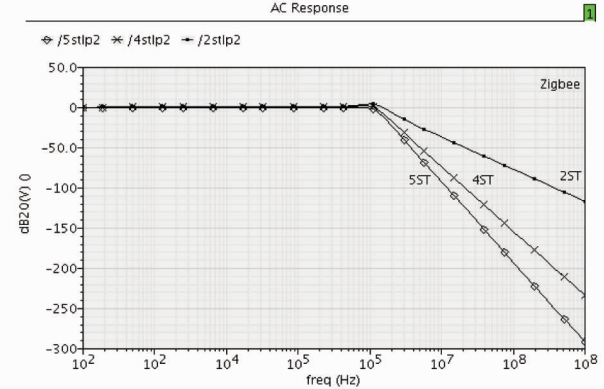
(a) Bluetooth 模式



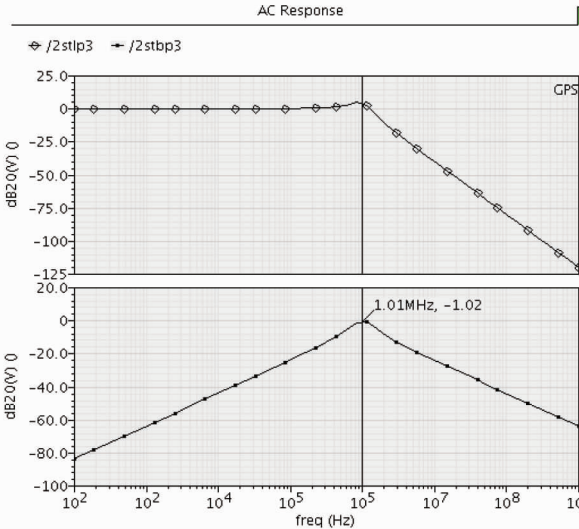
(a) Bluetooth 模式



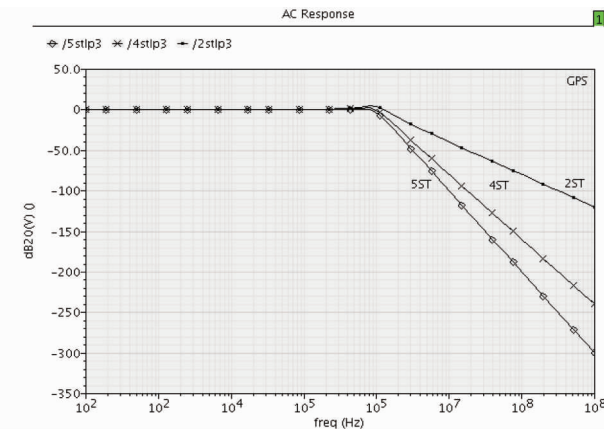
(b) Zigbee 模式



(b) Zigbee 模式



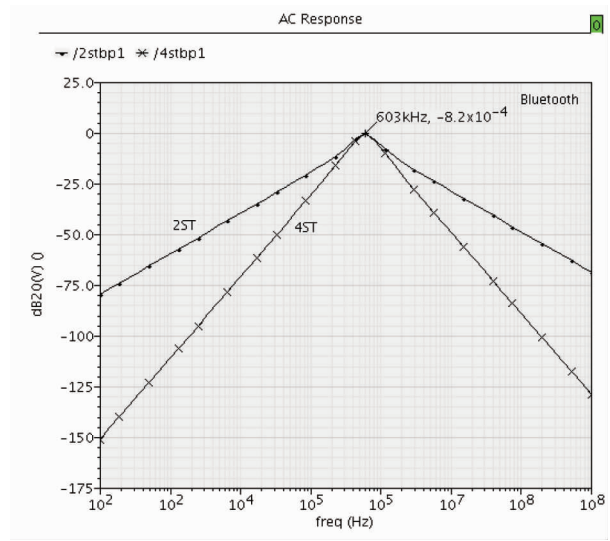
(c) GPS 模式



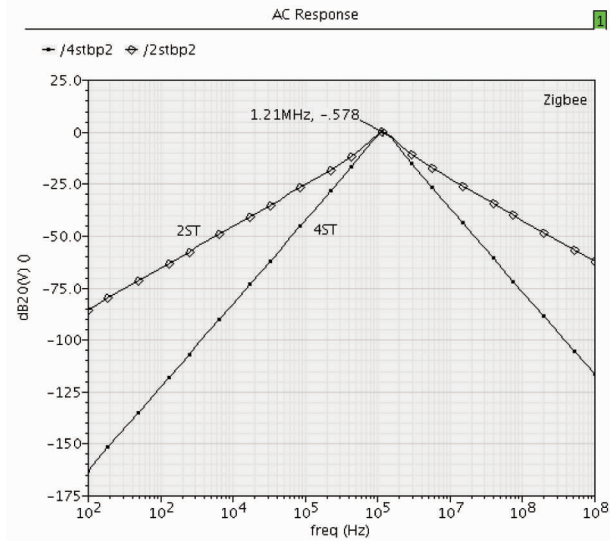
(c) GPS 模式

图 11 四阶带通和低通的幅频特性

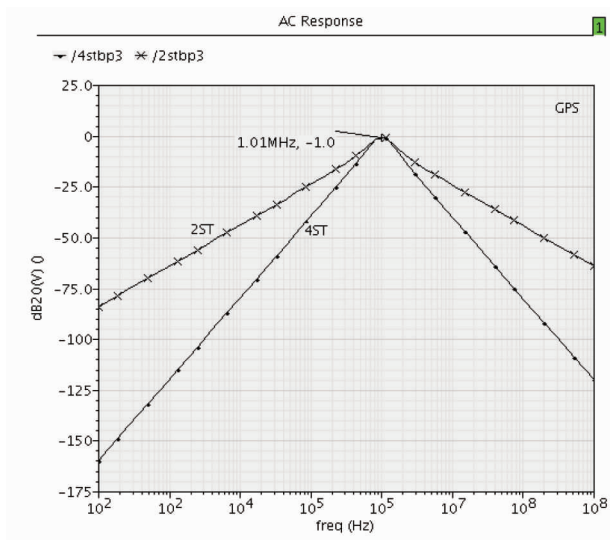
图 10 二阶带通和低通的幅频特性



(a) Bluetooth 模式

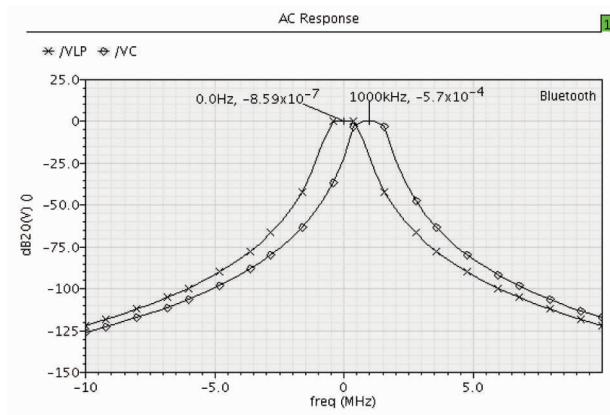


(b) Zigbee 模式

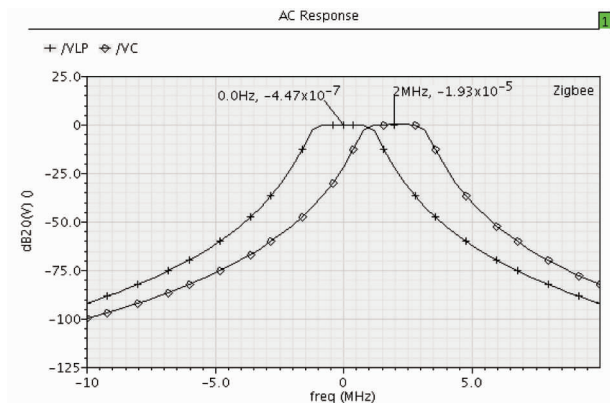


(c) GPS 模式

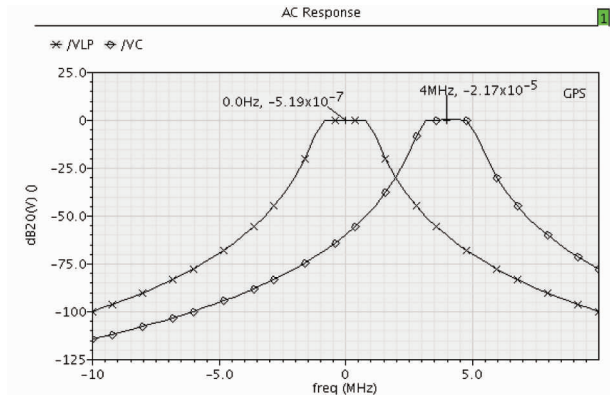
图 12 二阶和四阶带通的幅频特性



(a) Bluetooth 模式



(b) Zigbee 模式



(c) GPS 模式

图 13 五阶复数滤波的幅频特性

当 S_3, S_2 断开, S_1 闭合时, 图 7 所示的电路能同时实现二阶带通和低通功能、四阶和五阶低通四种功能。由于二阶带通和低通特性和上文图 10 一样, 这里不再重复给出。仅给出二、四阶和五阶低通功能的比较结果如图 11 所示。可见, 滤波器的阶数越高, 其幅度-频率特性曲线越陡峭。

S_3, S_1 断开, S_2 闭合时, 图 7 所示的电路能同时

实现二阶带通、低通功能和四阶带通三种功能。其中二阶带通和低通特性和图 10 一样,这里,仅在图 12 给出了二阶带通和四阶带通特性的幅度-频率特性曲线。

当 S_3, S_1 闭合, S_2 断开时,图 7 所示的电路变成了复数滤波电路。图 13 给出了 $f_{IF} = 1\text{MHz}$ (Bluetooth) $f_{IF} = 2\text{MHz}$ (Zigbee) 和 $f_{IF} = 4\text{MHz}$ (GPS) 的五阶复数滤波功能的幅度-频率特性曲线,由图 13 可见,复数滤波其幅度-频率特性是关于直流不对称的。

5 结 论

该文提出了一种基于高线性可调 OTA 的多模多频可重构滤波器。改变 OTA 的跨导能实现对其工作频率的连续调节;同时,通过开关不同的组合方式,可采用同一个拓扑结构,实现不同阶次的低通、带通以及复数滤波等功能。其电路结构简单,功能多样,硬件复用率高,很适合应用到单片集成的多模多频接收机中。

参考文献

- [1] Matteis M D, Pezzotta A, Amico S D, et al. A 33 MHz 70 dB-SNR super-source-follower-based low-pass analog filter. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2015, 50 (7): 1516-24
- [2] Li S, Li J, Gu X, et al. Reconfigurable all-band RF CMOS transceiver for GPS/GLONASS/Galileo/Beidou with digitally assisted calibration. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 2015, 23 (9): 1814-27
- [3] 江金光, 唐亚男, 周细凤等. 0.18 μm CMOS 工艺的 GPS/BDS 双模可重构接收机射频前端. *国防科技大学学报*, 2016, 38(3):19-24
- [4] Zhang H, Li Z Q, Wang Z G, et al. A low power dual-band multi-mode RF front-end for GNSS applications.

Journal of semiconductors, 2010, 31(11): 105-112

- [5] 万培元, 胡赛君, 郎伟等. 0.13 μm CMOS 宽带大动态范围六阶跨导电容低通滤波器. *半导体技术*, 2009, 34(9): 903-906
- [6] 魏巍, 李智群. CMOS 低中频有源复数带通滤波器设计. *电子器件*, 2009, 32(3): 562-565
- [7] 李国儒, 李国林, 李冬梅等. 基于0.18 μm CMOS 工艺的多标准射频滤波器. *微电子学*, 2009, 39(5): 644-648
- [8] 任旭, 谢森, 张勇等. 一种0.13 μm CMOS 多模信道选择滤波器的设计. *微电子学*, 2011, 41(5): 658-663
- [9] Emira A A, Sanchez-Sinencio E. A pseudo differential complex filter for Bluetooth with frequency tuning. *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, 2003, 50(10): 742-754
- [10] Alaybeyoğlu E, Kuntman H, A new reconfigurable filter structure employing CDTA for positioning systems. In: *Proceedings of the 2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, Bursa, Turkey, 2015. 37-41
- [11] Nedelea L, Neag M, Topa M, et al. A new CCII-based universal biquad. In: *Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics, Cluj-Napoca, Romania*, 2006. 195-198
- [12] Matteis M D, Resta F, Pipino A, et al. A 28.8-MHz 23-dBm-IIP3 3.2-mW sallen-key fourth-order filter with out-of-band zeros cancellation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2016, 63(12): 1116-1120
- [13] Matteis M D, Resta F, Pipino A, et al. Filter with out-of-band zeros cancellation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2016, 63(12): 1116-1120
- [14] Matteis M D, Pezzotta A, Pipino A, et al. 21.5 dBm-IIP3 22.5 MHz fourth-order follow-the-leader- feedback analogue filter. *Electronics Letters*, 2016, 52(13): 1100-1102

Design of multi-mode multi-frequency reconfigurable filters based on OTA

Zhou Xifeng^{*}, Zeng Rongzhou^{*}, Lin Yuan^{*}, Zhang Pinghua^{**}, Sun Jing^{*}

(^{*} Department of Electrical and Information Engineering, Hunan Institute of Engineering, Xiangtan 411104)

(^{**} School of Electronic Engineering, Hunan College of Information, Changsha 410200)

Abstract

The design of the filters in multi-mode multi-frequency RF front-end receivers is studied. To make the filters have various work modes and functions to reduce their size and power consumption, and overcome the inconvenience of electrical tuning and the low linearity to enlarge their applying scope, a method for design of multi-mode multi frequency reconfigurable filters based on operational trans-conductance amplifier (OTA) is proposed. It can realize different operating modes in one filter topology by setting the suitable switch array, and different functions can be performed by selecting suitable output terminal. Moreover, the designed filters have the advantages of high linearity and easiness for integration. The filter designed using this method has the simple circuit and the higher hardware reuse rate, and is easy to integrate, and the experiment proved its versatility and higher linearity, so it is suitable to monolithic integrated multi-mode multi-frequency receivers.

Key words: reconfigurable, multi-mode multi-frequency, filter, operational trans-conductance amplifier (OTA)