A Tunable High Q and Low Noise Active Band-Pass Filter Based on a Novel Differential Active Inductor*

ZHANG Zheng, ZHANG Yanhua, WEN Xiaowei, NA Weicong*
(*Faculty of Information Technology, Beijing University of Technology, Beijing* 100124, *China*)

Abstract: A tunable, high Q and low noise active band-pass filter (THQLNA-BPF) using a double gyration cross coupling differential active inductor (DGC-DAI) is presented. At the input stage, a differential common-base common-emitter structure is employed to suppress the noise and obtain high frequency characteristic. At the output stage, a differential common-collector amplifier is used to obtain high drive capability and high isolation. At active inductor filter network, the advantages of the wide tunable range of inductance value, high Q value and low noise of the DGC-DAI is utilized to realize the wide tuning range of the center frequency, high Q value and low noise of BPF respectively. Furthermore, a variable capacitance diode network is used also to further improve tunability of center frequency and the Q value of the BPF. And an active tunable negative resistance network is used also to further independently tune and improve Q value of the BPF. Based on WIN 0.2 μm HBT GaAs process, the performance of THQLNA-BPF is verified. The results show that the center frequency can be tuned from 1.68 GHz to 4.32 GHz, the tuning bandwidth is up to 2.64 GHz, the maximum and minimum Q value reaches 83.6 and 33.6 respectively, the noise figure is in the range of 6.04 dB ~ 8.83 dB, the stability coefficient is greater than 1 and the input 1 dB compression point is −7.3 dBm at a frequency of 3.69 GHz, the static power consumption is less than 18 mW.

Key words: active band-pass filter; tunable active inductor; center frequency
EEACC: 1270E; 1220 **doi**: 10.3969/j.issn.1005-9490.2021.01.008

采用新型可调谐有源电感的频率可调谐高 Q 低噪声的带通滤波器*

张 正, 张延华*, 温晓伟, 那伟聪
(北京工业大学信息学部, 北京 100124)

摘 要: 对采用双回转结构交叉耦合差分有源电感(DGC-DAI)的可调谐、高品质因子 Q 和低噪声差分有源带通滤波器(THQLNA-BPF)进行了研究。输入级,采用差分共基-共射结构,以抑制噪声和获得高频特性;输出级,采用差分共集放大器,以获得高的驱动能力和高的隔离度;有源电感滤波网络,利用 DAI 电感值可宽范围调谐、高 Q 值和低的噪声,来分别实现 BPF 的中心频率的宽范围调节、高 Q 值和良好的噪声特性;进一步地,利用变容二极管网络改善 BPF 中心频率的可调性和提高 Q 值,利用有源可调负阻网络提高 BPF 的 Q 值和进行 Q 值独立调节。基于 WIN 0.2 μm GaAs HBT 工艺,利用 ADS 对 THQLNA-BPF 进行性能验证。结果表明:中心频率可在 1.68 GHz~4.32 GHz 范围内调谐,调谐量达 2.64 GHz;最大和最小 Q 分别达到 83.6 和 33.6;噪声范围为 6.04 dB~8.83 dB;在中心频率为 3.69 GHz 时,输入 1 dB 压缩点为−7.3 dBm,稳定系数 μ>1;静态功耗小于 18 mW。

关键词: 有源带通滤波器; 可调谐有源电感; 中心频率
中图分类号: TN722.3 **文献标识码**: A **文章编号**: 1005-9490(2021)01-0039-07

带通滤波器(Band Pass Filter, BPF)作为超宽带 RF 前端收发机一个重要的模块,它们的性能直接影响着整个收发机对信号的接收、处理和发送能力。为了使收发机能够工作在不同的频段,需要 BPF 的中心频率宽范围调谐、选频特性好和噪声低等特性[1-2]。通常,在 BPF 的设计中,需要使用电感元件来实现它们的功能。目前所使用的无源螺旋电感,存在着电感值不可调,Q 值较低,寄生效应明显导致频

项目来源: 国家自然科学基金项目(61774012, 61574010); 北京市自然科学基金项目(4142007, 4143059); 北京市未来芯片技术高精尖创新中心科研基金项目(KYJJ2016008); 中国博士后科学基金项目(2019M650404)
收稿日期: 2020-02-20 **修改日期**: 2020-05-10

率低,面积大,不易于集成等不足。因此,采用双极型晶体管(Bipolar Junction transistor,BJT 和 Hetero-junction Bipolar,HBT)合成的有源电感(AI)去代替无源螺旋电感来设计 BPF,成了一种新的选择,引起了越来越多科研者的浓厚兴趣[3-11]。但目前文献报道的大多数 AI,存在着一种或者多种问题,如电感值较小、Q 值较低、带宽窄、可调性差、噪声较大以及线性度不高等,导致采用 AI 的 BPF 存在着中心频率可调范围较小,Q 值低,噪声较高等问题。例如,2011 年 Leuzzi G 等人[8]采用荷兰 NXP 半导体公司的 2 个 BFR92A BJT 合成了 AI,并用于 BPF 的设计,滤波器的中心频率能够工作在 1.8 GHz~2.0 GHz 之间变化,调谐范围只有 0.2 GHz,且噪声较大,为 12 dB;2015 年 Leuzzi G 等人[9]采用 Infineon 公司的 1 个 BFP420 BJT,合成了 AI,并用于高 Q 值的 BPF 设计,滤波器的中心频率为 2.47 GHz,但频率不能调谐,噪声较大,为 9 dB。2016 年 Pantoli L 等人[10]采用荷兰 NXP 半导体公司的 BFR92A BJT 并结合 RC 反馈合成了 AI,并用于 BPF 的设计,滤波器的中心频率能够工作在 0.81 GHz~8.50 GHz 之间变化,调谐范围只有 0.02 GHz。2018 年 Pantoli L 等人[11]采用采用 Infineon 公司的 BFG97 BJT,合成了 AB 类 AI,并用于 BPF 的设计,滤波器的中心频率能够工作在 0.67 GHz~0.74 GHz 之间变化,调谐范围只有 0.07 GHz,且噪声较大,为 10 dB。

因此,针对以上有源电感及其 BPF 不足,本文提出了一种电感值可宽范围调谐、高 Q 值、低噪声和宽频带的双回转交叉耦合差分结构新型有源电感(DGC-DAI),并应用到 BPF 中,实现中心频率的宽范围调节、高的 Q 值以及低的噪声性能。论文安排如下,首先给出了 BPF 所采用的电路拓扑,并分别对输入级、输出级、变容二极管网络、有源电感滤波网络以及有源可调负阻网络进行简要说明,接着基于台湾 WIN 0.2 μm GaAs HBT 工艺库,对 BPF 的主要性能参数进行验证,并与近年已报道的基于 BJT 的多频带有源 BPF 进行对比,最后给出结论。

1 可调谐高 Q 低噪声的差分有源带通滤波器的电路拓扑

图 1 是采用新型差分有源电感的可调谐、高 Q 和低噪声的差分有源带通滤波器(THQLNA-BPF)的电路拓扑,它主要包括输入级、输出级、变容二极管网络、有源电感滤波网络以及有源可调负阻网络 5 个部分。下面分别进行简要说明。

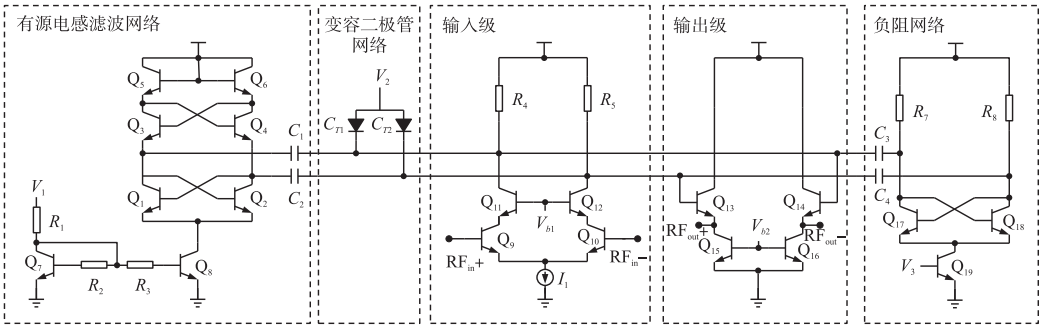
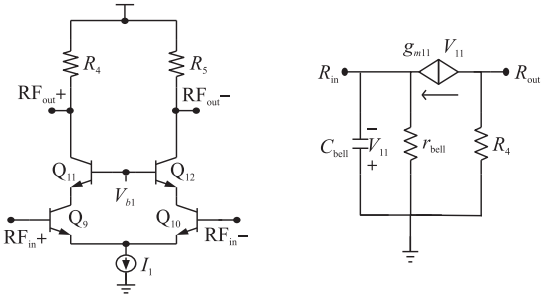


图 1 可调谐、高 Q 和低噪声的差分有源带通滤波器(THQLNA-BPF)电路拓扑

1.1 输入级的设计

图 2(a)为 BPF 的输入级电路拓扑。

图 2 中,共射晶体管 Q_9 和 Q_{10}以及共基晶体管 Q_{11}和 Q_{12}构成了差分共基-共射结构。一方面将差分信号放大,提供给有源电感,同时抑制输入端的电源噪声。另一方面,共基晶体管具有良好的高频特性。



(a) 输入级电路拓扑 (b) 共基晶体管等效小信号电路

图 2 输入级电路拓扑和共基晶体管等效小信号电路

共基晶体管等效电路图如图 2(b)所示。输入阻抗 R_{in}可以表示为:

$$R_{in}=\frac{1+j\omega C_{be11}r_{be11}}{j\omega C_{be11}(1+g_{m11}r_{be11})} \tag{1}$$

式中:C_{be11}为晶体管 Q_{11}的基极与发射极之间的结电容,r_{be11}为晶体管 Q_{11}的基极与发射极之间的等效电阻,g_{m11}为晶体管 Q_{11}的跨导。由式(1)可得,相比共射晶体管和共集晶体管,共基晶体管输入阻抗大大减小,其作为共射晶体管 Q_9 的负载,可减少 Q_9 的集电极电容对输入回路的影响,提高 BPF 的高频特性。同理,共基晶体管 Q_{12}和共射晶体管 Q_{10}也具有

上述的作用。另外,电流源 I_1 能够抑制共模信号,减少输出端的信号失真。

1.2　输出级的设计

图 3 为 BPF 的输出级电路拓扑。输出级中晶体管 Q_{13}和 Q_{14}组成了差分共集放大器的结构。

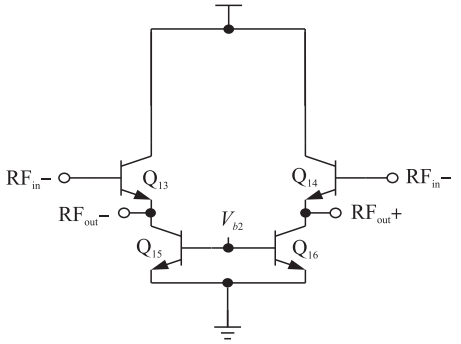


图 3　输出级电路拓扑

它的输入阻抗和输出阻抗可表示为:

$$R_{\text{in}}=g_{m13}r_{be13}R_{ce15}+g_{m14}r_{be14}R_{ce16} \tag{2}$$

$$R_{\text{out}}=\frac{1}{g_{m13}}+\frac{1}{g_{m14}} \tag{3}$$

式中:r_{be13}和 r_{be14}分别为晶体管 Q_{13}和 Q_{14}的基极与发射极之间的等效电阻,g_{m13}和 g_{m14}为晶体管 Q_{13}和 Q_{14}的跨导,R_{ce15}和 R_{ce16}为晶体管 Q_{15}和 Q_{16}的集电极与发射极之间的等效电阻。从式(2)和式(3)看出,其输入电阻大,输出电阻小,因而从上级电路索取的电流小,而且提高了滤波器对下一级电路的驱动能力。同时还可以将滤波器与下一级电路相互隔离,消除直接相连造成的影响。

输出级通过受控电流源 Q_{15}和 Q_{16}来改变晶体管 Q_{13}和 Q_{14}的跨导(g_{m13}和 g_{m14})实现输出阻抗的调节,提供较大的带宽,大的输入阻抗和小的输出阻抗。

1.3　有源电感滤波网络的设计

图 4 为有源电感滤波网络所采用的双回转结构交叉耦合差分有源电感(DGC-DAI),用于选择通过滤波器的信号频率。

下面对它是如何实现电感值可宽范围调节、高 Q 值、低噪声和宽频带等性能进行简要说明。

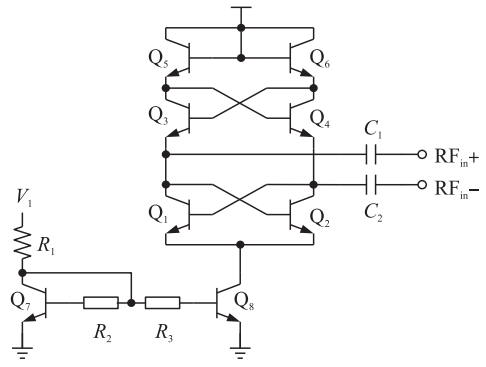


图 4　有源电感电路拓扑

DGC-DAI 中的双回转结构包含两个回转支路:晶体管 Q_1 和 Q_3 级联构成了共基-共射结构作为第一回转支路的负跨导放大器,晶体管 Q_2 和 Q_4 级联构成了共基-共射结构作为第二回转支路的负跨导放大器,同时复用晶体管 Q_4 作为第一回转支路的正跨导放大器,复用晶体管 Q_3 作为第二回转支路的正跨导放大器。

将两个回转支路交叉耦合在一起构成差分有源电感,一方面增大有源电感的电感值,提高电感值的可调性,另一方面,减小两个回转支路带来的噪声影响。同时,在两个回转支路中,晶体管 Q_1 和 Q_2 交叉耦合形成了负阻结构,提高有源电感的 Q 值。

另外,晶体管 Q_7、Q_8 和电阻 R_1、R_2、R_3 构成了可调的电流镜结构,通过改变电路的偏置 V_1,改变跨导,实现有源电感的电感值和带宽的调节。晶体管 Q_5 和 Q_6 为有源电感提供偏置电流。电容 C_1 和 C_2 为隔直电容。

为了便于分析,将有源电感的小信号等效成如图 5 所示 RLC 并联网络。

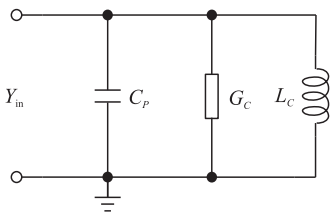


图 5　有源电感等效 RLC 网络

图 5 中的电感 L_C 和电导 G_C 的表达式如下:

$$L_C=L_S\left(1+\frac{1}{Q^2}\right) \tag{4}$$

$$G_C=G_P+\frac{1}{R_S(1+Q^2)} \tag{5}$$

式中:C_P 为并联电容、G_P 为并联电导、L_S 为无损耗等效电感值,R_S 为串联电阻,Q 为 AI 的品质因数。由上述两式可以看出,AI 的 Q 越大,串联电阻 R_S 对有源电感的影响越小。

此时有源电感的 RLC 等效并联网络的传输函数可以表示为:

$$F(s)=\frac{sA_{\text{in}}/C_P}{s^2+sG_C/C_P+1/C_PL_C} \tag{6}$$

式中:A_{in}为输入级的增益,可以看出,本文的滤波器实现了二阶带通滤波的功能。根据传输函数得到中心频率 f_c 的表达式:

$$f_c=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_CC_P}} \tag{7}$$

在 $f=f_c$ 时,滤波器的 Q 值可以表示为:

$$Q=\frac{1}{2\pi f_c L_C G_C} \tag{8}$$

通过式(7)和式(8)可以看出,调节 AI 中控制电压 V_1 改变电路偏置,实现 AI 的电感值变化,进而实现了对 BPF 中心频率和 Q 值的调节。另一方面,通过式(4)和式(5)可以发现,AI 高 Q 值,能够提高滤波器的 Q 值。

另外,滤波器的 Q 值和中心频率 f_c 与滤波器带宽 BW 的关系可表示为

$$\mathrm{BW}=f_c/Q \tag{9}$$

由上式可见,当中心频率一定时,滤波器的 Q 值越高,带宽越窄,滤波器的选频特性越好。

1.4 变容二极管网络的设计

为了进一步提高 BPF 的可调性,实现在较高的滤波器 Q 值下,中心频率的调节,本文引入了变容二极管网络,如图 1 所示。变容二极管采用的是肖特基二极管,利用其反偏状态下的势垒电容,通过不同的反偏电压来实现电容值的变化。

本文 BPF 的可调电压源 V_2 连接肖特基二极管 C_{T1} 和 C_{T2} 的正极,肖特基二极管 C_{T1} 和 C_{T2} 的负极连接输入级电路的输出端,只要使可调电压源 V_2 的电位不高于输入级电路的输出端电位,就能使肖特基二极管工作在反偏状态。引入可变电容之后的滤波器等效电路如图 6 所示。

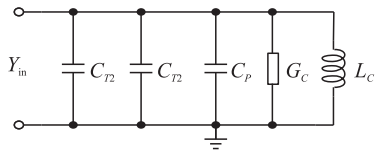


图 6 引入可变电容后的滤波器的等效电路

从图 6 得到,此时 BPF 的中心频率 f_c 可以改写为:

$$f_c=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_C(C_P+C_{T1}+C_{T2})}} \tag{10}$$

由上式可以看出,通过调节可调电压源 V_2 的大小,就可以改变两个肖特基二极管 C_{T1} 和 C_{T2} 的电容值大小,可实现对 BPF 中心频率的调节。

考虑到 C_{T1} 和 C_{T2} 后,滤波器的 Q 值进一步改写为

$$Q=\frac{\sqrt{C_P+C_{T1}+C_{T2}}}{\sqrt{L_C}G_C} \tag{11}$$

从式(11)看出,引入可变电容,可以提高有源 BPF 的 Q 值。从而实现在调节中心频率的同时,又能保证滤波器具有更高的 Q 值。

1.5 有源可调负阻网络的设计

为了进一步提高滤波器 Q 值,实现对 Q 值的独立调节。本文又引入了有源可调的负阻网络,如图 7 所示。

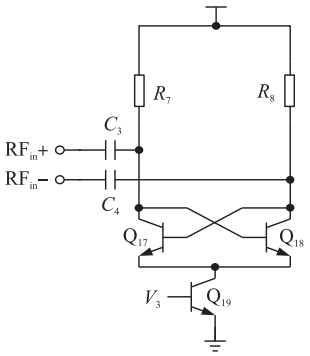


图 7 有源可调负阻网络电路拓扑

图 7 中晶体管 Q_{17} 和 Q_{18} 组成差分对的结构,同时晶体管 Q_{17} 和 Q_{18} 相互交叉连接,即晶体管 Q_{17} 的基极连接晶体管 Q_{18} 的集电极,晶体管 Q_{18} 的基极连接晶体管 Q_{17} 的集电极,晶体管 Q_{17} 和 Q_{18} 的发射极相连,形成交叉耦合负阻结构。晶体管 Q_{19} 作为受控电流源,通过改变偏置电压 V_3 实现对电路中电流大小的控制。有源可调负阻网络的小信号等效电路如图 8 所示。

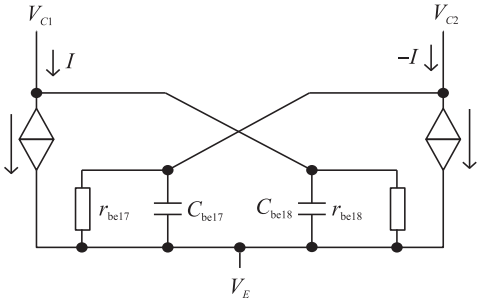


图 8 有源可调负阻网络的小信号等效电路

由图 8 等效小信号电路可得小信号电流 I 和 $-I$ 的表达式:

$$I=g_{m17}(V_{C2}-V_E)+\left(sC_{be18}+\frac{1}{r_{be18}}\right)(V_{C1}-V_E) \tag{12}$$

$$-I=g_{m18}(V_{C1}-V_E)+\left(sC_{be17}+\frac{1}{r_{be17}}\right)(V_{C2}-V_E) \tag{13}$$

式中:r_{be17} 和 r_{be18} 分别为晶体管 Q_{17} 和 Q_{18} 的基极与发射极之间的等效电阻,g_{m17} 和 g_{m18} 为晶体管 Q_{17} 和 Q_{18} 的跨导,C_{ce17} 和 C_{ce18} 为晶体管 Q_{17} 和 Q_{18} 的基极与发射极之间的结电容。

将式(12)和式(13)相加得到 V_E 的表达式,又因为晶体管的电流增益 $\beta=g_m r_{be}$,β 远大于 1,因此,$1/(r_{be17})$ 和 $1/(r_{be18})$ 远小于 g_{m17} 和 g_{m18}。V_E 的表达式可以近似为:

$$V_E=\frac{(g_{m18}+sC_{be18})V_{C1}+(g_{m17}+sC_{be17})V_{C2}}{s(C_{be17}+C_{be18})+g_{m17}+g_{m18}} \quad (14)$$

将式(14)代入式(12)中可以的到负阻网络导纳 Y_{in}的表达式:

$$Y_{in}=\frac{I}{(V_{C1}-V_{C2})}=-\frac{(g_{m17}+g_{m18})(g_{m17}g_{m18}+\omega^2C_{be17}C_{be18})}{(g_{m17}+g_{m18})^2+\omega^2(C_{be17}+C_{be18})^2}+\frac{s(C_{be17}+C_{be18})(g_{m17}g_{m18}+\omega^2C_{be17}C_{be18})}{(g_{m17}+g_{m18})^2+\omega^2(C_{be17}+C_{be18})^2} \quad (15)$$

此时有源可调负阻网络可以等效成一个负电导($-G_n$)和一个电容 C_n 的并联,如图 9 所示。

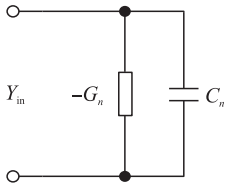


图 9　有源可调负阻网络等效网络

图 9 中$-G_n$ 和电容 C_n 为

$$-G_n=-\frac{(g_{m17}+g_{m18})(g_{m17}g_{m18}+\omega^2C_{be17}C_{be18})}{(g_{m17}+g_{m18})^2+\omega^2(C_{be17}+C_{be18})^2} \quad (16)$$

$$C_n=\frac{(C_{be17}+C_{be18})(g_{m17}g_{m18}+\omega^2C_{be17}C_{be18})}{(g_{m17}+g_{m18})^2+\omega^2(C_{be17}+C_{be18})^2} \quad (17)$$

从式(16)和式(17)看出,通过改变偏置电压 V_3,可改变晶体管 Q_{17}和 Q_{18}的跨导 g_{m17}和 g_{m18},实现对负阻大小的调节。将负阻并联接入本文所设计的有源 BPF 之中,其等效电路如图 10 所示。

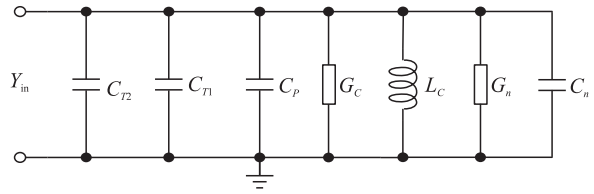


图 10　引入负阻的滤波器的等效电路

根据等效电路可得到滤波器的中心频率f_c 和 Q 值的表达式:

$$f_c=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_C(C_P+C_{T1}+C_{T2}+C_n)}} \quad (18)$$

$$Q=\frac{\sqrt{C_P+C_{T1}+C_{T2}+C_n}}{\sqrt{L_C}(G_C-G_n)} \quad (19)$$

式中:C_n 相比电容 C_{T1}、C_{T2}来说很小,从式(18)和式(19)可知,C_n 对滤波器的中心频率和 Q 值的影响很小。

由式(19),可以看出,采用有源可调负阻,减小 AI 内部的并联电导 G_c,进而提高整个 BPF 的 Q 值,另一方面,可以通过调节电压源 V_3 改变晶体管的跨导,对负阻的大小进行调节,进而实现了对滤波器 Q 值的独立调节。

2　可调谐高 Q 低噪声的差分有源带通滤波器的性能验证

基于 WIN 0.2 μm GaAs HBT 工艺库,利用安捷伦公司(现是德科技)的 Advanced Design System 对本文所设计的可调谐、高 Q、低噪声的有源带通滤波器(THQLNA-BPF)进行性能验证。可调电压偏置 V_1 为有源电感滤波网络中的可调电压源,偏置 V_2 为变容二极管网络中的可调电压源,偏置 V_3 为有源可调负阻网络中的可调电压源。

2.1　滤波器的中心频率 f_c 和 Q 值的可调谐特性以及噪声性能

在不同组合偏置(见表 1 中 Bias1、Bias2、Bias3、Bias4)下,图 11 给出了 BPF 的中心频率和 Q 值的变化。可以看出,在不同的组合偏置下,中心频率调谐范围为 1.68 GHz~4.32 GHz,可调频带范围达到 2.64 GHz,对应的 Q 值的范围为 33.6~83.6,最低也达到 33.6。

表 1　BPF 的偏置设置　　单位:V

	V_1	V_2	V_3	V_{DD}
Bias1	1.6	1.32	4.5	5
Bias2	1.84	1.31	3.5	5
Bias3	2.05	1.29	1.7	5
Bias4	2.26	1.24	0	5

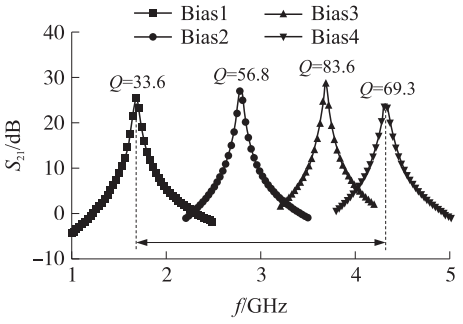


图 11　不同组合偏置下 BPF 中心频率和 Q 值的变化

图 12 给出了 BPF 中心频率对应的噪声变化。噪声范围为 6.04 dB~8.83 dB。

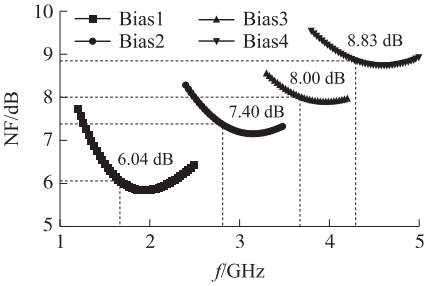


图 12　在不同组合偏置下 BPF 中心频率对应的噪声变化

综合上面的结果,可以看出,通过对可调电压源 V_1、V_2 和 V_3 偏置的组合调节,BPF 的中心频率能够具有较大的调谐范围,在调节范围内,滤波器的 Q 值较高,同时保持着良好的噪声特性。

2.2 稳定性和线性度

滤波器的稳定性可以通过稳定性系数 μ 来衡量[2]。图 13 为滤波器在中心频率为 3.69 GHz 时的稳定性系数 μ。稳定性系数 μ>1,表明滤波器绝对稳定。

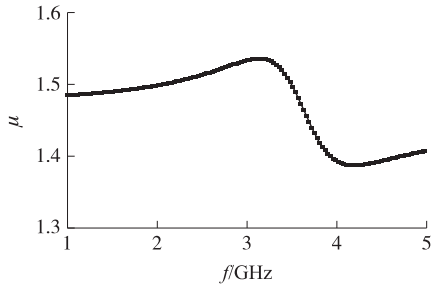


图 13 稳定性系数 μ 随频率变化

图 14 为滤波器的中心频率为 3.69 GHz 时的 1 dB 压缩点,此时滤波器输入 1 dB 压缩点为−7.3 dBm,说明该滤波器具有良好的线性度。

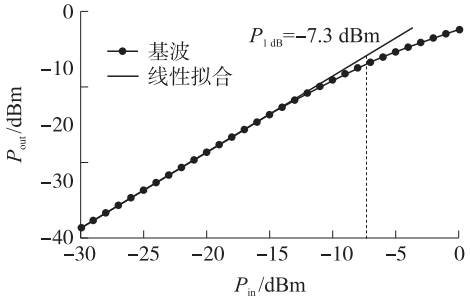


图 14 BPF 的 1 dB 压缩点

2.3 本文的滤波器与近年来发表的有源带通滤波器的性能对比

表 2 是本文 THQLNA-BPF 与近年来发表的基于双极晶体管的有源 BPF 性能对比。

表 2 本文 THQLNA-BPF 与近年来发表的基于双极晶体管的有源 BPF 的性能对比

文献	[8]	[9]	[10]	[11]	本文
年份	2011	2015	2016	2018	2020
中心频率/GHz	1.8~2.0	2.47	0.81~0.85	0.67~0.74	1.68~4.32
调谐范围宽度/GHz	0.2	N/A	0.04	0.07	2.64
品质因子 Q	200	205	N/A	N/A	33.6~83.6
噪声/dB	12	9	2.5	10	6.04~8.83
P_{1dB}/dBm	N/A	−5	−2	12	−7.3

N/A 表示未知。

本文 THQLNA-BPF 的中心频率在 1.68 GHz~4.32 GHz 可调,调谐范围宽度达到 2.64 GHz,最大 Q 值达到 83.6,最大噪声为 8.83 dB。在中心频率和调谐范围上,优于文献[8]的 1.8 GHz~2.0 GHz、文献[9]的 2.47 GHz、文献[10]的 0.81 GHz~0.85 GHz 和文献[10]的 0.67 GHz~0.74 GHz;在噪声方面,优于文献[8]的 12 dB、文献[9]的 9 dB 以及文献[11]的 10 dB。同时滤波器也有较大的 Q 值。这些性能得益于在本文中 THQLNA-BPF 采用我们提出的双回转结构交叉耦合差分有源电感(DGC-DAI),一方面通过有源电感的电感值可大范围可调和高的 Q 值特性,实现了 BPF 中心频率大范围的调节和改善了 Q 值。另一方面因为 DGC-DAI 具有小的噪声,改善了滤波器的噪声。进一步,采用有源可调负阻网络,提高了滤波器的 Q 值和实现了 Q 值独立调节,采用变容二极管网络,一方面增加了中心频率的可调性,另一方面也增加了滤波器的 Q 值。输入级采用了差分共基-共射结构,使滤波器具有更好的高频特性和噪声性能。输出级采用了差分共集放大器的结构,获得强的驱动能力和高的隔离度。本文 THQLNA-BPF 在实现了中心频率大范围可调的同时,也具有较高的 Q 值和较低的噪声,解决了滤波器难以集多个优秀性能(中心频率,Q 值和噪声)参数于一身的问题,为 BPF 的设计提供了一个解决方案。

3 结论

本文采用双回转结构交叉耦合的差分有源电感(DGC-DAI),设计了一款可调谐、高 Q 值、低噪声的差分有源带通滤波器(THGLNA-BPF)。所设计的滤波器包括输入级、输出级、变容二极管网络、有源电感滤波网络以及有源可调负阻网络 5 个部分。在输入级,采用差分共基-共射结构抑制了噪声和取得好的高频特性。在输出级,采用差分共集放大器,获得了高的驱动能力和高的隔离度。有源电源滤波网络,采用 DGC-DAI,一方面,利用它的电感值宽范围可调谐,实现了中心频率的大范围调节,另一方面,利用它的高 Q 值,提高了有源 BPF 的 Q 值;同时,利用它具有低的噪声,使有源 BPF 具有良好的噪声特性。采用变容二极管网络,进一步改善了有源 BPF 中心频率的可调性和提高了 Q 值,采用有源

可调负阻网络,实现了对有源 BPF 的 Q 值的独立调节和改善。基于 WIN 0.2 μm GaAs HBT 工艺,对 BPF 进行了性能验证。结果表明:本有源 BPF 具有宽的中心频率调谐范围、高的 Q 值、低的噪声、好的输入 1 dB 压缩点,且静态功耗较好,解决了滤波器难以集多个优秀性能(中心频率,Q 值和噪声)参数于一身的问题,为有源 BPF 的设计提供了一个新的解决方案。

参考文献:

[1] Siwiak K. Ultra-Wideband Radio Technology[M]. John Wiley & Sons,Inc,2004:89-113.

[2] Behzad Razavi,拉扎维. 射频微电子[M]. 余志平,周润德,译. 北京:电子工业出版社,2012:94-128.

[3] Gao W N,Snelgrove W M. A Linear Active Q-Enhanced Monolithic LC Filter[C]//1997 IEEE Intemational Symposium on Circuits and Systems,Hong Kong,China,1997:97-100.

[4] Kaunisto R,Stadius K,Porra V. A 3 GHz Silicon-BJT Active Resonator and Filter[C]//1998 IEEE International Conference on Electronics,Circuits and Systems,Lisboa,Portugal,1998:197-200.

[5] 高栋,张万荣,金冬月,等. 一款应用于多频带的基于新型 Cascode 有源电感的高 Q 带通滤波器[J]. 电子器件,2013,36(5):667-671.

[6] Gamlath C,Arabi E,Kevin A,et al. A Design Technique for Concurrent Multiband Tunable Loads from 0.4 GHz~6.0 GHz with Independent Q Tuning[C]//2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference(APMC),Kuala Lumpar,Malaysia,2017:980-983.

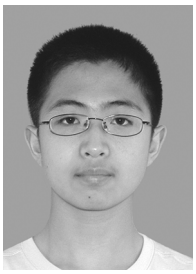
[7] Alfiero L,Leonardo P,Zlatica M,et al. An Approach for AI-Based Filter Design by Means of Neural Networks[C]//2017 13th International Conference on Advanced Technologies,Systems and Services in Telecommunications,Nis,Serbia,2017:343-346.

[8] Leuzzi G,Stornelli V,Stefano D R,et al. High Quality Factor Integrable Bandpass Filter by Using Tunable Active Inductor[C]//2011 Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits(INMMIC),Vienna,Austria,April 18-19,2011:1-4.

[9] Leuzzi G,Stornelli V,Pantoli L,et al. Single Transistor High Linearity and Wide Dynamic Range Active Inductor[J]. International Journal Circuit Theory and Applications,2015,43(3):277-285.

[10] Pantoli L,Stornelli V,Leuzzi G. Low-Noise Tunable Filter Design by Means of Active Components[J]. Electronics Letters,2016,52(1):86-88.

[11] Pantoli L,Stornelli V,Leuzzi G. High Dynamic Range,Low Power,Tunable,Active Filter for RF and Microwave Wireless Applications[J]. IET Microwaves,Antennas & Propagation,2018,12(4):595-601



张　正(1993—),男,汉族,江苏宜兴市人,现为北京工业大学博士研究生,研究方向为射频集成电路、信号处理,zhangzheng2015@ emails.bjut.edu.cn;



张延华(1960—)男,汉族,陕西人,北京工业大学信息学部教授,博士生导师,主要从事无线通讯系统领域的科研与教学工作,zhangyh@ bjut.edu.cn。