

一种宽带注入锁定三倍频器

宛操^{1,2}, 薛泉^{1,2*}

(1. 华南理工大学 电子与信息学院 广东省毫米波与太赫兹重点实验室, 广东 广州 510641;
2. 智能感知与无线传输中心 琶洲实验室, 广东 广州 510335)

摘要: 文章提出了一种宽带注入锁定三倍频器。在传统注入方式基础上, 倍频器采用了推-推差分对输入信号进行二倍频, 并将产生的二次谐波通过变压器耦合至注入管的源极共模点, 增强了注入管源极共模点二次谐波。由于注入电流是由注入信号与源极共模点二次谐波进行混频而产生, 因此注入电流也被增强, 从而增大了锁定范围。除此之外, 三倍频采用了四阶谐振器, 谐振阻抗的相位在过零点被平坦化, 锁定范围进一步被增大。采用标准 CMOS 65 nm 工艺设计三倍频, 芯片面积为 $720 \times 670 \mu\text{m}^2$, 1.2-V 供电时的功耗为 15.2 mW。0 dBm 注入功率下三倍频的锁定范围为 19.2~27.6 GHz, 对应的基波抑制比大于 25 dB, 二次谐波抑制大于 35 dB。注入锁定三倍频器可满足 5G 收发机中本振源的要求。

关键词: 推-推差分对; 二次谐波增强; 变压器; 四阶谐振器; 5G 本振源
中图分类号: TN432 **文献标识码:** A

A wideband injection-locked frequency tripler

WAN Cao^{1,2}, XUE Quan^{1,2*}

(1. Guangdong Provincial Key Laboratory of Millimeter-Wave and Terahertz, the School of Electronic and Information Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China;
2. Intelligent Sensing and Wireless Transmission Center, Pazhou Laboratory, Guangzhou 510335, China)

Abstract: The article proposes a wideband injection-locked frequency tripler (ILFT). Based on the conventional injection method, the tripler used a push-push differential pair to double the frequency of the input signal and coupled the generated second harmonic to the source common mode node of the injectors through a transformer, which enhanced the second harmonic at the source common mode node of the injectors. Since the injection current is generated by mixing the injected signal with the second harmonic at the source common mode node, the injection current is also enhanced, thereby increasing the locking range. In addition, the tripler adopted a fourth-order resonator, as a result, the phase of the resonant impedance is flattened at the zero-crossing point, then the locking range is further increased. The tripler is implemented in a standard CMOS 65-nm process with a chip area of $720 \times 670 \mu\text{m}^2$, and the power consumption is 15.2 mW under a 1.2-V power supply. With 0 dBm power injection, the locking range is 19.2-27.6 GHz, the corresponding fundamental suppression ratio is greater than 25 dB, and the second harmonic counterpart is beyond 35 dB. The proposed ILFT is capable of the requirements of the oscillation source of the 5G transceiver.

Key words: push-push differential pair, second harmonic enhancement, transformer, fourth-order resonator, 5G oscillation source

引言

从第一代通信发展至今,人们对通信速率的追

求是无止尽的,当前广泛使用的第四代通信的中心为 3 GHz。根据香农定理^[1],更高的中心能得到更大的信道带宽,因而许多研究机构聚焦毫米波通信,

收稿日期: 2021-08-20, 修回日期: 2021-10-26

Received date: 2021-08-20, Revised date: 2021-10-26

基金项目: 广东省重点领域研发计划(2018B010115001); 国家重点研发计划(2018YFB1802000); 广东省引进创新创业团队项目(2017ZT07X032)

Foundation items: Guangdong Important Fields Research Program (2018B010115001); National Key R&D Program of China (2018YFB1802000); Guangdong Innovative and Entrepreneurial Research Team Program (2017ZT07X032)

作者简介(Biography): 宛操(1992-), 男, 博士生, 主要从事毫米波芯片设计研究。Email: wanc415@foxmail.com

*通讯作者(Corresponding author): Email: eeqxue@scut.edu.cn

第五代通信(5G)因此应运而生,而5G通信的发展离不开毫米波前端,目前许多国家将5G收发前端频率定在了28 GHz^[2]。在5G前端收发机中,本振源是关键的一环,它的作用是为收发机的上下变频提供本振信号。有两种产生频率源的方法:基波振荡器直接产生本振和低频振荡然后倍频。由于在毫米波频段直接振荡产生频率源会恶化相位噪声,从而影响发射机的性能。因而众多研究机构都采用低频振荡器加倍频结构来产生本振信号^[3-5]。

总体而言,倍频器有三种类型:器件非线性倍频器^[6]、自混频倍频器^[7]和基于电容电感振荡器的注入锁定倍频器(Injection-Locked Frequency Multiplier, ILFM)^[8]。由于器件非线性很弱,因此基于第一种倍频器输出功率很小。第二种倍频器的带宽会受限于寄生电容,同时所需的供电电压也较高。第三种倍频器工作频率比较高,而且输出功率高,功耗低,很适合毫米波频段,本文所研究的倍频器正是采用此结构。但是注入锁定倍频器的锁定范围受限于其核心振荡器,因此带宽较窄。注入锁定倍频器的主要研究目标就是提升其锁定范围或带宽,许多研究机构在拓宽倍频器带宽方面下了很多功夫。文献[9]采用片上变压器耦合的方式将三次谐波注入到振荡器的交叉耦合管底部,避免了核心振荡器的源退化,增加了倍频器的锁定范围。但是注入信号采用单管产生,非线性不足,因此限制了带宽。文献[10]采用差分对侧边注入,将三次谐波注入到振荡器的漏极振荡点。不同于以往的倍频器,文献[10]的差分注入管源极共模点通过电感接地,因此增强了二次谐波,最后拓宽了锁定范围。但是源极共模点的二次谐波不够强,因此对带宽的提升较弱。文献[11]采用双注入模式,注入信号分成两路分别注入到振荡器的源极和漏极。但是由于振荡器交叉耦合管源极晶体管堆叠会极大地影响振荡器起振,因此整个带宽很受限制。文献[9-11]的立足点是增强注入电流来增加带宽。文献[12-14]采用多峰值谐振器将谐振阻抗相位过零点拉平,从而拓宽了锁定范围。

本文的倍频器用推-推差分对产生二次谐波并耦合至注入管源极共模点来增加该点二次谐波,从而增强注入电流,进而提升锁定范围。除此之外,还采用了多峰值(四阶)谐振器来增加锁定范围。

1 注入锁定倍频器基本原理和结构

注入锁定倍频器的本质原理与注入锁定振荡

器类似,当一个外部信号注入到振荡器时,只要这个外部信号足够强,并且频率与振荡器自由振荡频率足够近,振荡器将会偏离原来的频率而被迫与外部信号频率同步。注入锁定倍频器就是用输入信号的谐波去对振荡器进行锁定。图1(a)为采用二阶谐振器的注入锁定倍频器半边模型^[14]。交叉耦合管 M_{ccp} 提供负阻补偿谐振器损耗,保证倍频器起振和维持振荡。注入管 M_{inj} 通过非线性产生谐波电流^[15]

$$I_{inj} = \alpha_0 + \alpha_1 v_{in} + \alpha_2 v_{in}^2 + \alpha_3 v_{in}^3 + \dots \quad (1)$$

对倍频器进行锁定从而实现倍频。

图2(b)所示为图2(a)对应的相位图,注入到倍频器的总电流 I_T 是振荡电流 I_{osc} 和注入电流 I_{inj} 的矢量和,很容易计算得到

$$\varphi_{max} = \tan^{-1} \left[\frac{I_{inj}}{I_{osc}} \left(1 - \frac{I_{inj}^2}{I_{osc}^2} \right)^{-0.5} \right] \quad (2)$$

二阶谐振器谐振阻抗的幅值和相位响应如图2(a-b)所示,从图2(b)可以看出,增加 φ_{max} 可以增加锁定范围。对应到公式(2),即增强 I_{inj} 或者减小 I_{osc} ,文献[16]提到了减小谐振器 Q 值也可以提升锁定范围。但是减小 I_{osc} 或者 Q 值会减小输出幅度和增加起振困难,因此这两种方法都不可取。

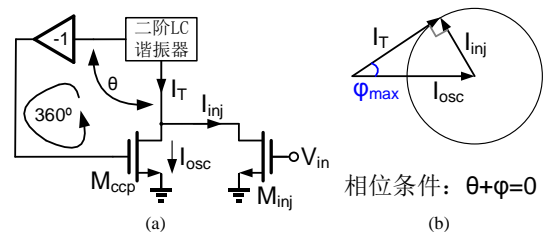


图1 (a) 注入锁定倍频器半边模型, (b) 相位图

Fig. 1 (a) Model of half circuit of the ILFM, (b) the corresponding phasor diagram

本文研究的倍频器倍频比为3,即注入锁定三倍频(Injection-Locked Frequency Tripler, ILFT)。图3为传统的注入锁定三倍频器的电路图^[10],不同于图1(a)中的注入管 M_{inj} 源极直接接地,此倍频器的差分注入管源极通过电感 L_i 接地。 M_1 和 M_2 为注入管并偏置在阈值电压, M_3 和 M_4 与 L_1 和 C_1 组成振荡器,自由振荡频率为 3ω 。当频率为 ω 的注入信号 v_{in} 施加在 M_1 和 M_2 的栅极时,由于栅极偏置为阈值电压, M_1 和 M_2 类似一个开关,于是在源极共模点 CM 会产生 v_{in} 的二次谐波。于是 M_1 和 M_2 以及 L_i 组成了一个单平衡次谐波混频器,将栅极的基波和源

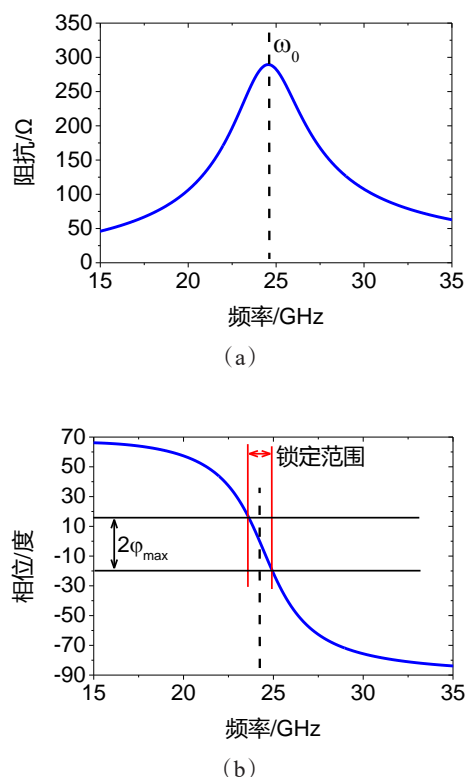


图2 二阶谐振器的阻抗幅值(a)和相位(b)
Fig. 2 Impedance magnitude (a) and phase (b) of the second-order resonator

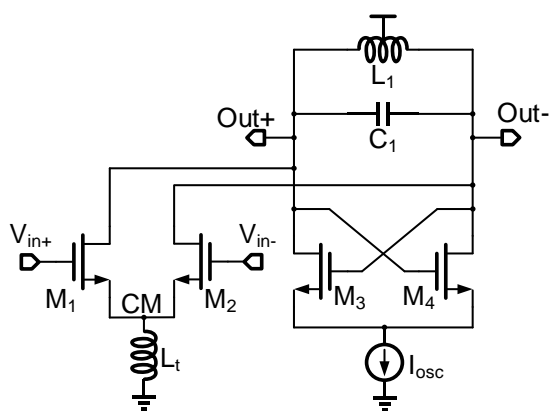


图3 传统注入锁定三倍频结构
Fig. 3 Conventional injection-locked frequency tripler

极的二次谐波相混频而产生三次谐波和基波并注入到振荡器。由于振荡器的谐振频率被设计在 3ω ,最后三次谐波对振荡器进行锁定实现倍频,而基波被振荡器的谐振器滤除。图3所示倍频器虽然很好地利用了差分注入管的混频特性,增强了三次谐波。但是,共模点的二次谐波还不够强,因此会限制倍频器的带宽。

2 宽带注入锁定倍频器

2.1 原理图设计

针对现有三倍频的问题,本文提出一种带有四阶谐振器的二次谐波增强型注入锁定三倍频器。图4所示为倍频器原理图,由(a-f) 5个模块组成,核心模块是(d)和(e)组成的振荡器,其振荡频率为 3ω 。其中(d)是交叉耦合对,其作用是提供负阻,产生能量以补偿谐振器的损耗,(e)是由变压器和电容组成的四阶谐振器^[12]。

(a)是推-推差分对, M_1 和 M_2 偏置在阈值电压,当注入信号施加在差分对栅极时,差分对的漏极共模点(图中A点)产生输入信号的二次谐波; CL_1 和 CL_2 是输入补偿线,能与寄生电容谐振增大输入电压强度,有助于提升倍频器带宽。(b)是变压器,由初级线圈 L_D 和次级线圈 L_S 组成,耦合系数为 k_1 ,A点二次谐波将会被变压器耦合至B点。由于变压器有信号叠加作用,B点二次谐波将会被增强。(c)是倍频器的差分注入管,在工作的时候, M_3 和 M_4 类似于次谐波混频器,将栅极基波信号 ω 和B点二次谐波信号 2ω 相混频,得到 ω 和 3ω 两个频率分量。由于振荡器的谐振器谐振在 3ω ,因此注入管混频后的 ω 分量将会被滤除,留下 3ω 来锁定振荡器,从而实现了倍频。(f)是LC共源输出缓冲级,为倍频器提供反向隔离。表1列出了各种器件参数。

2.2 二次谐波与注入电流增强

倍频器中的推-推管和注入管都利用了共模点产生二次谐波,其机理如图5所示。当0度信号超过 M_1 的阈值电压时, M_1 导通并产生电流 I_1 ,此时 M_2 截止。当180度信号超过 M_1 的阈值电压, M_2 导通,电流 I_1 切换并流经 M_2 。因此,在一个 V_{in} 周期, I_1 有两次循环,故 V_{in} 被倍频。源极和漏极共模点原理一样,但源极和漏极节点二次谐波相位相反^[17]。本文倍频器中的推-推差分对 M_1 和 M_2 与注入管差分 M_3 和 M_4 栅极信号同相,所以电感 L_D 和 L_S 会导致A点和B点电压相位相反。当A点和B点反向耦合时,变压器能将A点信号同相叠加至B点,从而增强了B点二次谐波强度^[18]。

图6所示为传统三倍频器(图3所示)和本文提出的三倍频在锁定时的注入管源极共模点(即B点)瞬态波形对比(倍频器输入频率为8.1 GHz,注入管单端电压峰值为316 mV)。明显可以看到有了变压器以后,源极共模点二次谐波得到了增强。相比于传统结构,本文所提出的注入结构的共模点二次谐

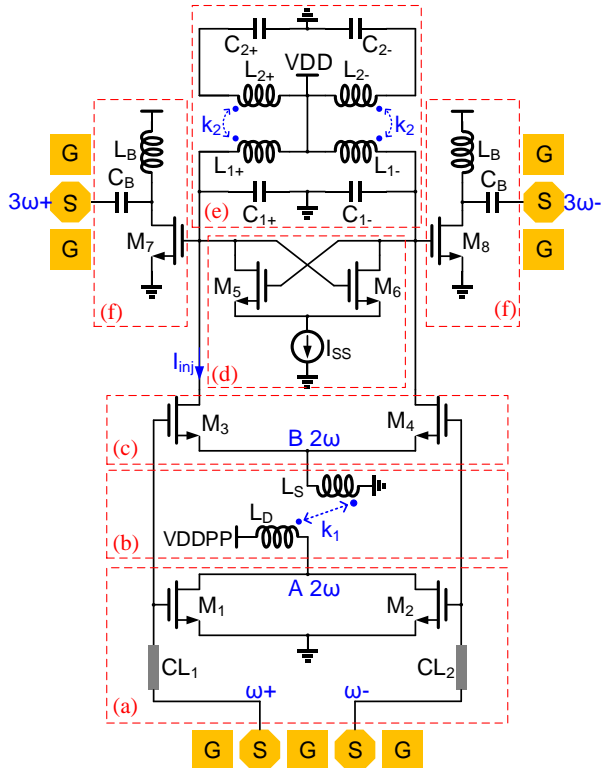


图4 本文提出的三倍频器
Fig. 4 Proposed ILFT

表1 设计参数

Table 1 Design Parameters

器件	参数
M_1-M_4	16 $\mu\text{m}/60\text{ nm}$
M_5, M_6	12 $\mu\text{m}/60\text{ nm}$
M_7, M_8	10 $\mu\text{m}/60\text{ nm}$
k_1	0.87
k_2	0.39
L_D, L_S	1.3 nH
L_{1+}, L_{1-}	605 pH
L_{2+}, L_{2-}	536 pH
C_{1+}, C_{1-}	9 fF
C_{2+}, C_{2-}	90 fF

波峰峰值由 221 mV 增加到 327 mV, 提升了 48%。图 7(a) 为传统结构和本文的注入管漏极电流波形, 注入电流为漏极电流的三次谐波电流。如图 7(b-c) 分别为传统结构和本文的注入管漏极电流频谱, 从图 7(b-c) 可得传统倍频器注入电流为 0.22 mA, 而本文倍频器产生的注入电流为 0.36 mA, 注入电流提升了 63.6%。

图 8 为两种注入结构下的锁定范围对比, 在对比锁定范围时, 两种分频器的谐振器均为二阶 LC 谐振器, 其中电感 Q 值设置为 12。从图 8 中可以看出,

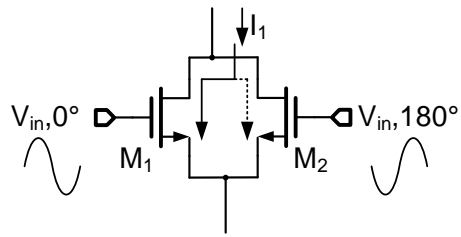


图5 二次谐波的产生
Fig. 5 Second harmonic generation

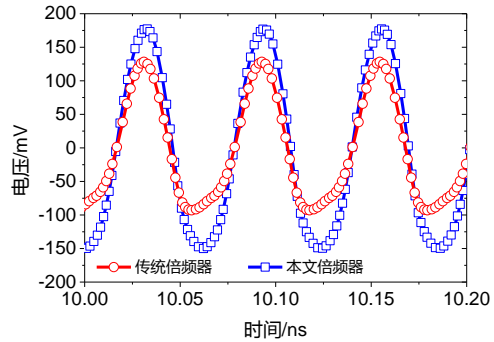


图6 注入管源极共模点波形
Fig. 6 Waveform at the common source node of the injectors

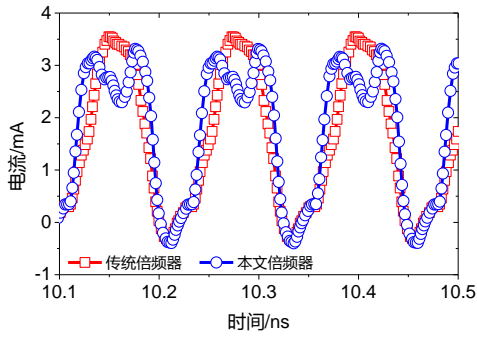
采用本文的注入结构, 在注入电压峰值为 316 mV 时, 锁定范围得到了显著的提升。功耗也需要作对比, 传统结构倍频器功耗为 6.03 mW。本文倍频器增加了输入部分的推-推差分对, 功耗会更大, 总为 10.29 mW。与传统结构对比, 采用了本文的注入结构后, 倍频器带宽增加了 126%, 而功耗只增加了 65.7%, 总体性能有了明显提升。

2.3 四阶谐振器

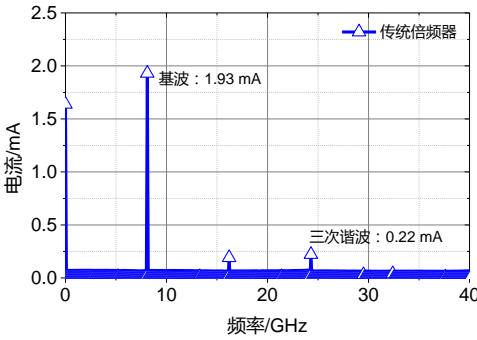
文献 [14] 把变压器宽带匹配用在了振荡器的谐振器上, 提出了多峰值谐振器的概念: 两组 LC 组合, 令电感相互耦合, 则可以实现四阶谐振器, 如图 9 所示。第一组电感电容 L_1C_1 确定谐振频率 ω_1 , 第二组电感电容 L_2C_2 确定谐振频率 ω_2 , 四阶谐振器具有两个峰值, 极大地拓宽了带宽。通过变压器等效 T 模型^[19], 可以计算出四阶谐振器的谐振频率, 如公式 (3) 所示

$$\omega_{HL} = \frac{\omega_1^2 + \omega_2^2 \pm \sqrt{(\omega_1^2 + \omega_2^2)^2 + 4k\omega_1^2\omega_2^2}}{2(1 - k^2)} \quad (3)$$

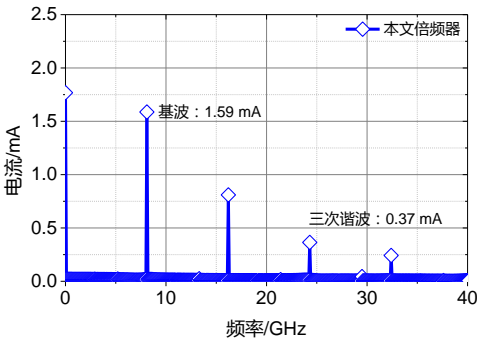
对四阶谐振器而言, 最重要的是变压器的参数, 调节合适的器件参数, 可以实现宽带谐振, 图 10 为本文四阶谐振器中变压器的版图和尺寸。图 11 为变压器的线圈感值和耦合系数。在 24 GHz 的时候, L_{1+} 和 L_{1-} 的感值为 605 pH, L_{2+} 和 L_{2-} 的感值为



(a)



(b)



(c)

图7 (a)注入管漏极电流瞬态波形, (b)传统倍频器和本文倍频器, (c)注入管漏极电流

Fig. 7 (a) Transient current waveform at the drains of the injectors, the currents at the drain nodes of the conventional tripler (b) and the proposed tripler (c)

536 pH,耦合系数为0.39。图12为谐振器的谐振阻抗和对应的相位。可以很清楚地看到,四阶谐振器阻抗有两个谐振峰值,并且相位曲线过零点被平坦化,对应的锁定范围被显著增大。

3 芯片版图和后仿真结果

图13是倍频器的版图,采用TSMC 65 nm CMOS

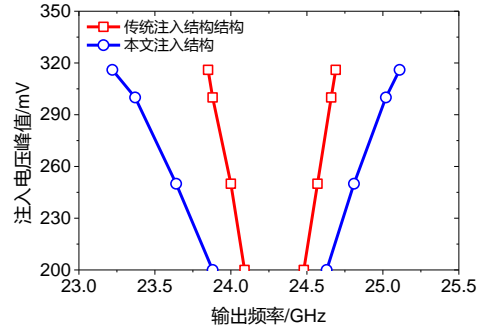


图8 两种注入结构下的锁定范围

Fig. 8 The locking ranges corresponding to the two types of injection structure

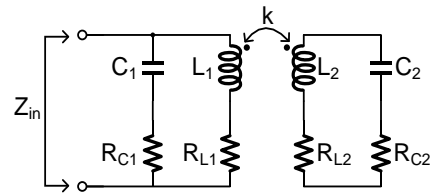


图9 基于变压器的多峰值谐振器

Fig. 9 The transformer-based fourth-order tank

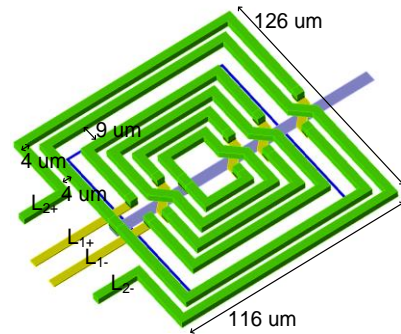


图10 谐振器中的变压器尺寸

Fig. 10 Dimension of the transformer in the resonator

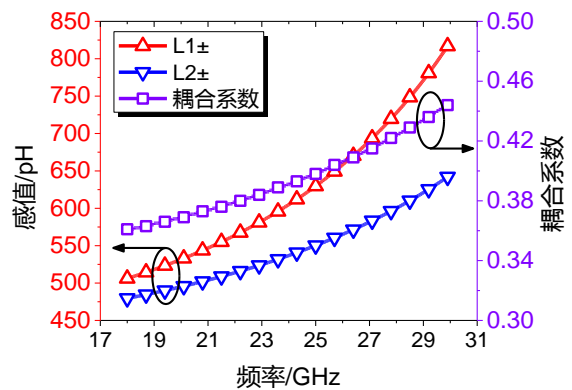
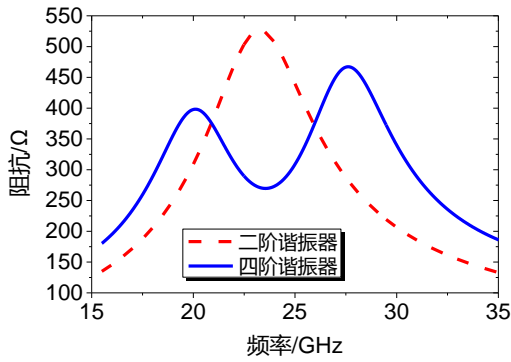
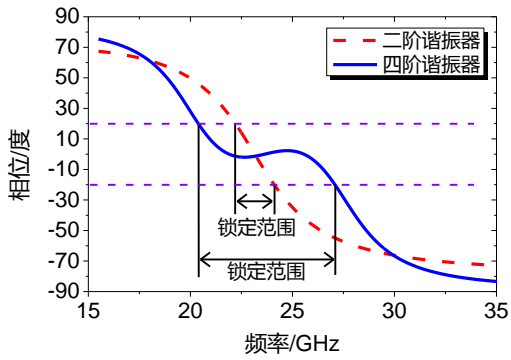


图11 谐振器变压器感值和耦合系数

Fig. 11 Inductance and coupling coefficient of the transformer in the resonator



(a)



(b)

图12 二阶与四阶谐振器的阻抗幅值(a)和相位(b)
Fig. 12 Impedance magnitude (a) and phase (b) of the second-order and fourth-order resonator

工艺,芯片面积为 0.48 mm^2 ,包括差分探针引脚、直流引脚和去耦电容。核心振荡器和推推-差对的供电电压为 1.2-V ,全频段平均直流功耗为 15.2 mW 。

本文电路性能参数主要通过Cadence平台的谐波平衡仿真得出。考虑到实际应用,倍频器的负载单端电阻为 $150\sim 250 \Omega$,在仿真时设置成 150Ω 。图14是输入为 7.8 GHz 时的倍频器单端输出频谱。可以看到,在倍频器锁定时,倍频输出功率比其他谐波要高出很多,在 23.4 GHz 时输出的功率接近 0.9 mW 。瞬态仿真可得灵敏度曲线,如图15所示。在 0 dBm 功率注入时,倍频器的锁定范围为 $19.2\sim 27.6 \text{ GHz}$,带宽为 35.9% ,可以覆盖 5G 本振频频段。图16给出了全频带的单端输出功率和电压,可以看到, 3 dB 带宽内输出电压大于 400 mV 。

谐波抑制也是一个比较重要的参数,如果倍频器的输出包含比较强的谐波,会影响下级混频器的本振幅度平衡性,进而影响收发机性能。文献[20]

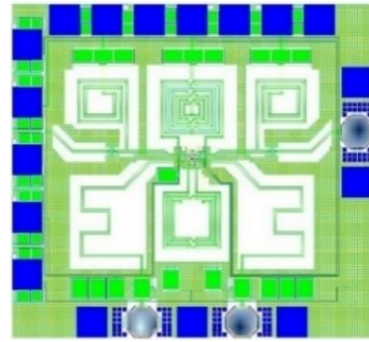


图13 三倍频器版图

Fig. 13 Layout of the proposed ILFT

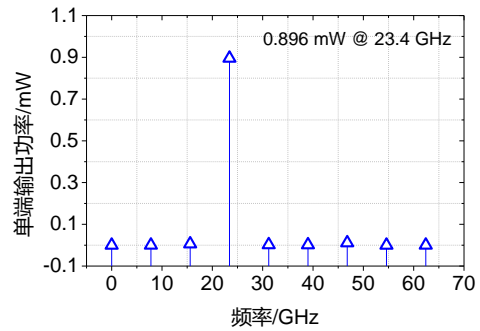


图14 输入频率为 7.8 GHz 时的频谱

Fig. 14 Spectrum at 7.8 GHz input frequency

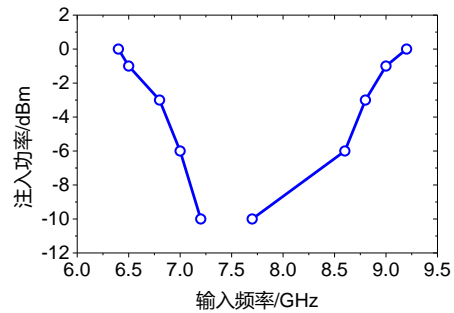


图15 灵敏度曲线

Fig. 15 Sensitivity curve

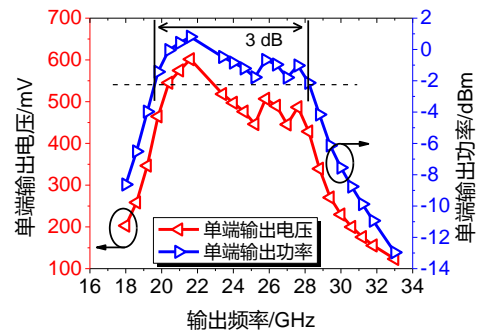


图16 单端输出电压幅度和功率

Fig. 16 Single-ended output amplitude and power

定义了基波抑制和二次谐波抑制,分别为: $HRR1 = P_{out,3\omega} - P_{out,\omega}$, $HRR2 = P_{out,2\omega} - P_{out,\omega}$ 。图 17 给出了倍频器的基波和二次谐波抑制比,在锁定范围内,基波抑制大于 25 dB。而由于差分形式会抵消二次谐波,所以二次谐波抑制通常比基波抑制要高,在锁定范围内,倍频器的二次谐波抑制大于 35 dB。

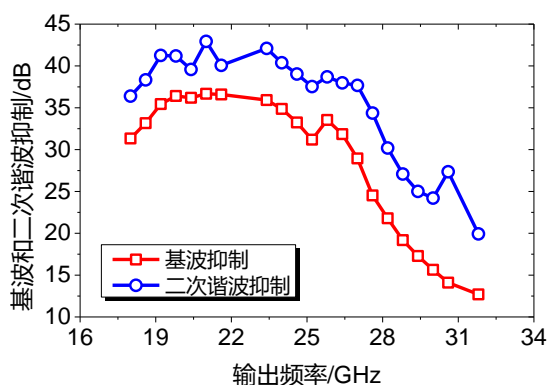


图 17 谐波抑制比

Fig. 17 Harmonic rejection ratios (HRRs)

表 2 总结并对比了本文的三倍频器和近年来报道的三倍频器性能,本文所提出的倍频器具有很宽的带宽,各项参数合理;在输出功率、功耗和芯片面积等方面也具有一定的优势,综合性能优良。

4 结论

本文提出了一种带有四阶谐振器的二次谐波

增强型毫米波三倍频。在传统注入锁定三倍频器的基础上,在输入端与差分注入管并联增加了一对推-推差分对。本文的倍频器利用变压器将推-推差分对产生的二次谐波叠加到注入管源极共模点,增强了注入管源极共模点二次谐波,注入管产生的注入电流因此得到了提升,从而增加了锁定范围。同时,倍频器的核心振荡器采用了四阶谐振器,进一步提升了倍频器的带宽。该三倍频器可以用于 5G 通信的毫米波本振源以驱动混频器进行上下变频。

References

- [1] Shannon C. E. A Mathematical Theory of Communication [J]. *Bell Systems Technical Journal*, 1948, 27 (4): 623-656.
- [2] Federal Communications Commission, FCC, Washington, DC, USA, Jul.2016.
- [3] Kim H T, Park B S, Song S S, et al. A 28-GHz CMOS Direct Conversion Transceiver With Packaged 2x4 Antenna Array for 5G Cellular System [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2018, 53(5): 1245-1259.
- [4] Yoo S, Choi S, Kim J, et al. A Low-Integrated-Phase-Noise 27-30-GHz Injection-Locked Frequency Multiplier With an Ultra-Low-Power Frequency-Tracking Loop for mm-Wave-Band 5G Transceivers [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2017: 1-14.
- [5] Pang Jian, Wu Rui, Wang Yun, et al. A 28-GHz CMOS Phased-Array Transceiver Based on LO Phase-Shifting Architecture With Gain Invariant Phase Tuning for 5G New Radio [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2019, 54

表 2 性能总结与对比

Table 2 Performance summary and comparison

三倍频	本文 ^a	[8]	[9]	[10]	[11]	[12] ^b	[13]	[14]	[20]
谐振器类型	4 阶	2 阶	2 阶	2 阶	2 阶	4 阶	9 阶	4 阶	-
输出频率 [GHz]	23	60	90	46.1	22	81.9	33	41.1	19.5
电源电压 [V]	1.2	1.2	0.8	1.2	1.8	1	1.2		
功耗 [mW]	15.2	1.86	5.2	-	9.22	10.5	14.8	16.8	18.8
注入功率 [dBm]	0	6	4	0	0	3.1-4	0	-	3
输出功率 [dBm]	>-2 ^d	-5.38	-3.8	-	-2.88	-5.96	>-50	0.88 ^d	-
锁定范围 [GHz]/[%]	19.2-27.6 /35.9	59.30-60.72 /2.4	85-95.2 ^a /11.3	42.75-49.5 ^a /14.6	21.38-23.37 ^a /8.89	69.2-81.9 ^a /31	22.8-43.2 /62%	33.9-48.2 /34.8	18-21.9 /19.5
工艺	65 nm CMOS	130 nm CMOS	65 nm CMOS	65 nm CMOS	180 nm CMOS	65 nm CMOS	65 nm CMOS	65 nm CMOS	180 nm CMOS
面积 [mm ²]	0.48	0.39	0.09 ^c	-	0.55	0.16 ^c	0.47	-	1.34

A: 带有频率调谐, B: 二倍频, C: 核心面积, D: 差分模式

- (5):1228–1242.
- [6] You Z, Saavedra C E. A Broadband CMOS Frequency Tripler Using a Third-Harmonic Enhanced Technique [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2007, **42** (10) : 2197–2203.
- [7] Kuo C N, Chen H S, Yan T C. A K-Band CMOS Quadrature Frequency Tripler Using Sub-Harmonic Mixer [J]. *IEEE Microwave & Wireless Components Letters*, 2009, **19** (12):822–824.
- [8] Chen M C, Wu C Y. Design and Analysis of CMOS Subharmonic Injection-Locked Frequency Triplers [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2008, **56** (8):1869–1878.
- [9] Z Chen, P Heydari. An 85 - 95.2 GHz transformer-based injection-locked frequency tripler in 65nm CMOS[C]. Microwave Symposium Digest. IEEE, 2010.
- [10] Liang W, Li A, Luong H C. A 4-Path 42.8-to-49.5 GHz LO Generation With Automatic Phase Tuning for 60 GHz Phased-Array Receivers [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2013, **48**(10):2309–2322.
- [11] Chen C C, Wu J W, Chiao T F. Dual-injection sub-harmonic injection-locked frequency tripler[C]. Microwave Conference Proceedings (APMC), 2012 Asia-Pacific. IEEE, 2012.
- [12] Jia H, Kuang L, Wang Z, *et al.* A W-Band Injection-Locked Frequency Doubler Based on Top-Injected Coupled Resonator [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2016, **64**(1):210–218.
- [13] Zhang J, Liu H, Zhao C, *et al.* A 22.8-to-43.2GHz tuning-less injection-locked frequency tripler using injection-current boosting with 76.4% locking range for multiband 5G applications[C]. 2018 IEEE International Solid-State Circuits Conference - (ISSCC). IEEE, 2018.
- [14] Li A, Zheng S, Yin J, *et al.* A 21 - 48 GHz Subharmonic Injection-Locked Fractional-N Frequency Synthesizer for Multiband Point-to-Point Backhaul Communications [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2014, **49** (8) : 1785–1799.
- [15] Razavi B. RF Microelectronics: United States Edition [J]. *Pearson Schweiz Ag*, 2012.
- [16] Rategh H R, Lee T H. Superharmonic injection-locked frequency dividers [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2002, **34**(6):813–821.
- [17] Chen H S, Chang H C, Huang W C, *et al.* A W-band Frequency Doubler with Differential Outputs in 90-nm CMOS [C]. 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). IEEE, 2019.
- [18] Long J R. Monolithic transformers for silicon RF IC design [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2000, **35**(9) : 1368–1382.
- [19] Chen Z, Wu Y, Yu Y, *et al.* A K-Band Frequency Tripler Using Transformer-Based Self-Mixing Topology With Peaking Inductor [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2020, **68**(5):1688–1696.
- [20] Lo Y T, Kiang J F. A 0.18- μm CMOS Self-Mixing Frequency Tripler [J]. *IEEE Microwave & Wireless Components Letters*, 2012, **22**(2):79–81.