

一种基于 0.18- μm CMOS 工艺的新型超宽频带毫米波混频器设计与分析

余振兴,冯 军

(东南大学射频与光电集成电路研究所,江苏南京 210096)

摘 要: 本文提出了一种超宽频带毫米波混频器电路.混频器采用分布式拓扑结构和中频功率合成技术,具有宽带宽和高转换增益.该混频器采用 TSMC 0.18- μm CMOS 工艺设计并制造,芯片总面积为 1.67mm².测试结果表明:混频器工作频率从 8GHz 到 40GHz,中频频率为 2.5GHz 时的转换增益为 -0.2dB 至 4dB,其本振到中频端口和射频到中频端口间的隔离度均大于 50dB.整个电路的直流功耗小于 32mW.

关键词: 分布式混频器;宽中频;栅注入混频器(GPM);功率合成;毫米波(MMW)

中图分类号: TN432 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2015)02-0405-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.02.031

Design and Analysis of a Novel Ultra-Broadband Millimeter Wave Mixer in 0.18- μm CMOS Technology

YU Zhen-xing, FENG Jun

(Institute of RF- & OE-ICs, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China)

Abstract: An ultra-broadband millimeter wave mixer using 0.18- μm CMOS process is presented in this paper. To achieve better operation bandwidth, a uniform distributed topology is utilized for wideband matching. To enhance the conversion gain of the mixer, an IF power combining amplifier is proposed and implemented in this mixer design. The mixer achieves a wide measured conversion gain of -0.2dB—4dB from 8 to 40GHz. With the low-pass filter, the mixer exhibits excellent LO-to-IF and RF-to-IF isolation which are both better than 50dB. The DC power consumption of the IF amplifier is less than 32mW.

Key words: distributed mixer; wide-IF; gate-pumped mixer (GPM); power combining; millimeter-wave (MMW)

1 引言

由于毫米波(MMW)频段可以提供足够宽的工作带宽,毫米波技术被广泛应用于射频光纤(ROF)传输,无线高清(WirelessHD)和无线个域网(WPAN)等高速无线通信系统中.毫米波集成电路已经成为当前研究的热点.以往毫米波集成电路设计主要是由 GaAs 和 InP 工艺实现的,近年来,随着工艺制造技术的发展,晶体管的特征尺寸持续缩小,CMOS 工艺的特征频率随之不断提高,CMOS 工艺逐渐应用于毫米波集成电路设计.此外 CMOS 工艺所特有的低功耗、高集成度和低成本的优点,促使其被大量用于毫米波甚至更高频段电路的设计.

混频器在收发机中对频率变换起着至关重要的作用.混频器主要包括有源混频器和无源混频器两大类.吉尔伯特乘法单元是一种常见的有源混频器,这种混频器具有好的隔离度和转换增益,但为了维持好的增益性

能,电路需要足够大的直流功耗^[1-3].常规无源混频器虽然是零直流功耗,但具有很大的转换损耗^[4-6].分布式混频器虽然能获得宽带宽,但有源分布式的较好转换增益,同样需要较大的直流功耗^[7],而无源分布式混频器则由于单管结构,端口隔离度较低且转换损耗也较高^[8-10].为了获得高转换增益和宽带宽的混频器,本文提出了一种采用无源分布式栅混频器级联功率合成的中频放大器的新型混频方法.此外,为了提高混频器端口间的隔离度,无源混频器之后引入了两个 5 阶 Chebyshev-1 型低通滤波器(LPF).

2 电路理论分析

本节将介绍混频器电路的整体框图和分布式无源栅注入混频器(Distributed Passive Gate-pumped Mixer, DPGM)的工作原理,提出并分析一种功率合成中频放大器(Power Combining IF Amplifier, PCIFA).

2.1 超宽频带毫米波混频器电路结构

本文提出的混频器整体框图如图1所示,它是由DPGM, LPF和PCIFA三级电路组成.其中DPGM将射频信号转换为中频信号,LPF滤除DPGM输出端口不需要的分量,PCIFA将DPGM的前向输出和后向输出信号进行放大并以同相合成方式输出到中频负载. DPGM是由几个单管混频器和一些传输线构成,其采用了均匀分布式结构和栅注入技术,电路原理图如图2所示, L_g, L_d 和 L_s 分别是栅极,漏极和源极电感. $R_{C(S)}$ 是栅(源)传输线的终端电阻.图3为PCIFA的电路原理图,它包括两个反相放大支路.第一支路是由三个电阻并联反馈的跨阻放大器和一个电压跟随器组成,第二支路是由一个电流跟随器和三个电阻并联反馈的跨阻放大器构成.

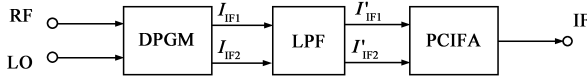


图1 混频器电路整体框图

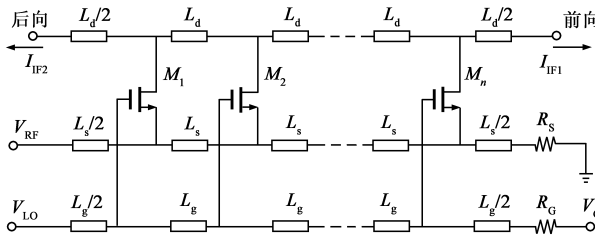


图2 DPGM电路原理图

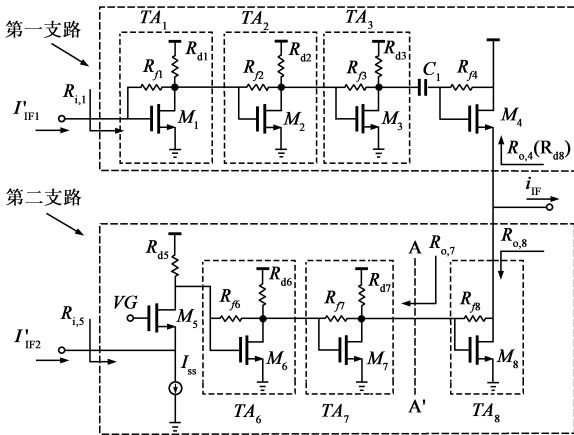


图3 PCIFA电路原理图

2.2 DPGM的工作原理

DPGM的核心单元是栅注入无源混频器(GPM),其原理图如图4所示,本振信号从晶体管的栅极注入,射频信号加在晶体管的源极,而中频信号从漏极取出.

由于GPM是无源的,则晶体管漏源偏置电压为0V,其瞬态漏源电压 $v_{DS}(t)$ 和栅源电压 $v_{GS}(t)$ 分别为

$$v_{DS}(t) = -v_{RF}(t) = -V_{RF}\cos(\omega_{RF}t) \quad (1)$$

$$v_{GS}(t) = V_{GS} + v_{LO}(t) - v_{RF}(t)$$

$$= V_{GS} + V_{LO}\cos(\omega_{LO}t) - V_{RF}\cos(\omega_{RF}t) \quad (2)$$

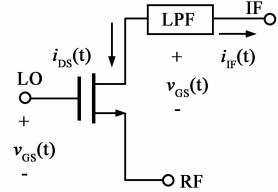


图4 单级GPM电路原理图

其中 V_{GS} 是直流栅源偏置电压, $V_{RF(LO)}$ 为射频(本振)输入信号的幅度, $\omega_{RF(LO)}$ 是射频(本振)信号的角频率.假定晶体管的 V_{GS} 等于其阈值电压 V_{th} ,由于 V_{RF} 远小于 V_{LO} ,则在本振信号的正半周,晶体管工作在线性区,而在本振信号的负半周时,晶体管关断,故GPM的漏源电流 $i_{DS}(t)$ 为

$$i_{DS}(t) = \begin{cases} \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} [2(V_{GS}(t) - V_{th})v_{DS}(t) - v_{DS}^2(t)], & t \in (-\frac{T}{4}, \frac{T}{4}) \\ 0, & t \in (\frac{T}{4}, \frac{3T}{4}) \end{cases} \quad (3)$$

其中 μ_n 是电子的迁移率, C_{ox} 是栅氧单位面积电容, W 和 L 分别是晶体管的栅宽和栅长,则式(3)可用傅里叶级数形式表示为

$$i_{DS}(t) = -\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [v_{LO}(t)v_{RF}(t) - \frac{1}{2}v_{RF}^2(t)] \times [\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}(\cos\omega_{LO}t - \frac{1}{3}\cos3\omega_{LO}t + \dots)] \quad (4)$$

由此推导出GPM的下变频中频信号为

$$i_{IF}(t) = \frac{\mu_n C_{ox} W}{4L} V_{RF} V_{LO} \cos[(\omega_{LO} - \omega_{RF})t] \quad (5)$$

为简化分析,假设GPM的输出电流被等分为左半部分和右半部分.其中第 k 个单元的左(右)半输出电流为

$$\begin{aligned} I_{IF,k} &= \frac{\mu_n C_{ox} W}{8L} V_{RF,k} V_{LO,k} \\ &= \frac{\mu_n C_{ox} W}{8L} V_{RF} V_{LO} e^{-(k-\frac{1}{2})(\gamma_g l_g + \gamma_s l_s)} \\ &= \frac{\mu_n C_{ox} W}{8L} V_{RF} V_{LO} e^{-(k-\frac{1}{2})[\alpha_{s,LO} l_g + \alpha_{s,RF} l_s + j(\omega_{LO} \sqrt{L_g} + \omega_{RF} \sqrt{L_s}) \sqrt{C_{gs}}]} \end{aligned} \quad (6)$$

因此,从DPGM右端口输出的总前向中频电流为

$$\begin{aligned} I_{IF1} &= \sum_{k=1}^N I_{IF,k} e^{-\alpha_{d,IF} l_d + j\omega_{IF} \sqrt{L_d C_{ds}}} \\ &= \frac{\mu_n C_{ox} W}{8L} V_{RF} V_{LO} \frac{\sinh[0.5N(m+jq)]}{\sinh[0.5(m+jq)]} e^{-\frac{N}{2}(n+jp)} \end{aligned} \quad (7)$$

类似地,从DPGM左端口输出的总后向中频电流为

$$I_{IF2} = \sum_{k=1}^N I_{IF,k} e^{-(k-\frac{1}{2})[\alpha_{d,IF} l_d + j\omega_{IF} \sqrt{L_d C_{ds}}]}$$

$$= \frac{\mu_n C_{ox} W}{8L} V_{RF} V_{LO} \frac{\sinh[0.5N(n+jp)]}{\sinh[0.5(n+jp)]} e^{-\frac{N}{2}(n+jp)} \quad (8)$$

式(7)和(8)中的参数为

$$\begin{aligned} m &= \alpha_{g,LO} l_g + \alpha_{s,RF} l_s - \alpha_{d,IF} l_d \\ n &= \alpha_{g,LO} l_g + \alpha_{s,RF} l_s + \alpha_{d,IF} l_d \\ q &= (\omega_{RF} \sqrt{L_s} + \omega_{LO} \sqrt{L_g}) \sqrt{C_{gs}} - \omega_{IF} \sqrt{L_d} C_{ds} \\ p &= (\omega_{RF} \sqrt{L_s} + \omega_{LO} \sqrt{L_g}) \sqrt{C_{gs}} + \omega_{IF} \sqrt{L_d} C_{ds} \end{aligned} \quad (9)$$

其中 $C_{g(d)s}$ 是栅(漏)源寄生电容, $\omega_{IF} = \omega_{LO} - \omega_{RF}$ 为中频角频率, N 是晶体管个数. $\alpha_{g,LO}$, $\alpha_{s,RF}$ 和 $\alpha_{d,IF}$ 分别为栅、源和漏传输线的单位损耗. l_g , l_s 和 l_d 分别是栅、源和漏传输线的单位长度. 由于中频信号频率远低于漏传输线的特征频率, 中频信号通过漏传输线时的损耗和相移很小, 因此前向中频输出电流和后向中频输出电流可视为等幅同相的.

2.3 PCIFA 的增益与带宽分析

为简化分析, 我们假设晶体管栅源寄生电容 C_{ds} 和沟道电阻 R_{ds} 的影响可以忽略, 则 PCIFA 的等效小信号电路如图 5 所示, 此时 g_{mj} 是晶体管 M_j 的跨导, G_{mj} 和 r_{ij} 分别是跨阻放大器 TA_j 的等效跨导和等效输入电阻. $R_{o,4}$ 和 $R_{o,8}$ 分别是第一支路和第二支路的输出电阻. R_L 是中频负载电阻, R_{SS} 是电流源 I_{SS} 的输出电阻. R_{S1} 和 R_{S2} 分别是第一支路和第二支路的等效源电阻.

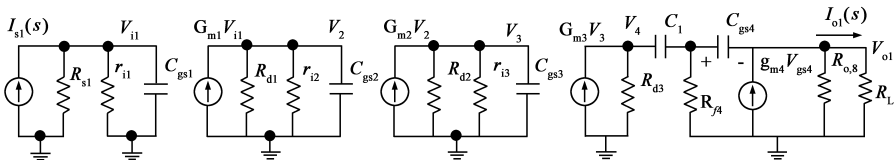
跨阻放大器 TA_j 的等效跨导和等效输入电阻为

$$G_{mj} = -\frac{g_{mj} R_{fj} - 1}{R_{dj} + R_{fj}} \approx -\frac{g_{mj} R_{fj}}{R_{dj} + R_{fj}} \quad (10)$$

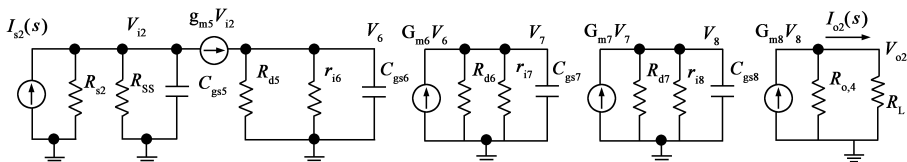
$$r_{ij} = \frac{R_{dj} + R_{fj}}{1 + g_{mj} R_{dj}} \quad (j = 1, 2, 3, 6, 7, 8)$$

第一支路和第二支路的输出电阻分别为

$$\begin{aligned} R_{o,4} &\approx \frac{1}{g_{m4}} \\ R_{o,8} &\approx \frac{R_{o,7} + R_{f8}}{1 + g_{m8} R_{o,7}} \end{aligned} \quad (11)$$



(a) 第一支路等效电路模型



(b) 第二支路等效电路模型

图5 PCIFA的等效小信号模型

其中 $R_{o,7}$ 是从参考平面 AA' 往左看进去的输出电阻. 忽略漏传输线和 LPF 对中频信号影响, 则第一支路和第二支路的等效源电阻可以分别视为第二支路 and 第一支路的输入电阻, 即

$$R_{S1} \approx R_{i,5} \approx \frac{1}{g_{m5}} \quad (12)$$

$$R_{S2} \approx R_{i,1}$$

上式中 $R_{i,1}$ 和 $R_{i,5}$ 分别为从第一支路和第二支路看进去的输入电阻. 若存在如下关系时, PCIFA 的输入和输出匹配良好.

$$R_{i,1} = R_{i,5} \quad (13)$$

$$R_L = R_{o,4} // R_{o,8}$$

对于 PCIFA 的第一支路, 其电流传输特征函数可以表示为

$$\begin{aligned} \frac{I_{o1}(s)}{I_{S1}(s)} &\approx \frac{G_{m3} R_{d3} R_{f4} R_{o,8} C_1}{(R_L + R_{o,8} + R_L R_{o,8} g_{m4}) [1 + S(R_{S1} // r_{i1}) C_{gs1}]} \\ &\cdot \frac{G_{m1} G_{m2} (R_{s1} // r_{i1}) (R_{d1} // r_{i2}) (R_{d2} // r_{i3})}{[1 + s(R_{d1} // r_{i2}) C_{gs2}] [1 + s(R_{d2} // r_{i3}) C_{gs3}]} \\ &\cdot \frac{s g_{m4} + s^2 C_{gs4}}{1 + s(R_{d3} + R_{f4}) C_1 + S^2 \Phi} \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $\Phi = \frac{(R_{d3} + R_{f4})(R_L // R_{o,8}) C_1 C_{gs4}}{1 + g_{m4}(R_L // R_{o,8})}$.

式(14)的零极点为

$$\begin{aligned} z_1 &= 0, \quad z_2 = -\frac{g_{m4}}{C_{gs4}} \\ p_1 &= -\frac{1}{(R_{s1} // r_{i1}) C_{gs1}}, \quad p_2 = -\frac{1}{(R_{d1} // r_{i2}) C_{gs2}} \\ p_3 &= -\frac{1}{(R_{d2} // r_{i3}) C_{gs3}}, \quad p_4 \approx -\frac{1}{(R_{d3} + R_{f4}) C_1} \\ p_5 &> p_{1,2,3,4} \end{aligned} \quad (15)$$

从式(14)和(15)可以观察到, PCIFA 第一支路的电流传输特征函数呈带通特性. 由于零点 z_2 即是晶体管的特征频率, 因此其影响可以忽略. 为减小第一支路的下限截止频率, 极点 p_4 应设计为尽可能的小. 若反馈电阻 R_{f4} 或级间隔直电容 C_1 很大, 可使其下限频率接近于零, 如此第一支路的 -3dB 信号带宽仅由其上限截止频率决定. 此情况下的第一支路的 -3dB 信号带宽和中频增益分别为

$$BW_{1, -3\text{dB}} \approx \left(\frac{1}{p_1^2} + \frac{1}{p_2^2} + \frac{1}{p_3^2} \right)^{-0.5} \quad (16)$$

$$G_{11} \approx$$

$$\frac{G_{m1} G_{m2} G_{m3} g_{m4} (R_{S1} // r_{i1}) (R_{d1} // r_{i2}) (R_{d2} // r_{i3}) R_{d3} R_{o,8} R_{f4}}{R_L + R_{o,8} + R_L R_{o,8} g_{m4}} \quad (17)$$

类似地, 第二支路的中频增益和 3dB 信号带宽分别为

$$G_{12} = \frac{g_{m5} R_{S2} G_{m6} G_{m7} G_{m8} (R_{d5} // r_{i6}) (R_{d6} // r_{i7}) (R_{d7} // r_{i8}) (R_L // R_{o,4})}{R_L (1 + g_{m5} R_{S2})} \quad (18)$$

$$BW_{2, -3\text{dB}} \approx \left(\frac{1}{p_5^2} + \frac{1}{p_6^2} + \frac{1}{p_7^2} + \frac{1}{p_8^2} \right)^{-0.5} \quad (19)$$

$$p_5 = -\frac{1}{(R_{d5} // r_{i6}) C_{gs6}}, p_6 = -\frac{1}{(R_{d6} // r_{i7}) C_{gs7}}$$

$$p_7 = -\frac{1}{(R_{d7} // r_{i8}) C_{gs8}}, p_8 = -\frac{1 + g_{m5} R_{S2}}{R_{S2} C_{gs5}} \approx -\frac{g_{m5}}{C_{gs5}} \quad (20)$$

比较式(16)和(19), 可以发现第一支路的信号带宽要略大于第二支路的, 因此 PCIFA 的 -3dB 信号带宽为

$$BW_{-3\text{dB}} \approx BW_{2, -3\text{dB}} \approx \left(\frac{1}{p_5^2} + \frac{1}{p_6^2} + \frac{1}{p_7^2} + \frac{1}{p_8^2} \right)^{-0.5} \quad (21)$$

中频增益为

$$G_{\text{PCIFA}} = G_{11} + G_{12} \quad (22)$$

从式(15), (16)和(17)观察到, 反馈电阻 R_{f4} 对第一支路的信号带宽和增益的影响较大, 级间隔直电容 C_1 仅对其带宽影响较大. 第二支路的带宽取决于其 4 个极点位置, 应使其极点尽可能远, 由于需要保证一定的增益, 此处设计应折衷考虑. 对于中频信号, 当 PCIFA 的两放大支路的相位是一致时, PCIFA 的合成放大的效果是最佳的, 此时混频器就能获得最大转换增益.

3 电路设计

本节给出 DPGM 和 PCIFA 一些实际的设计考虑因素. 本文提出的混频器是采用 TSMC 0.18- μm 1P6M CMOS 工艺设计与生产的. 为了减少硅衬底损耗, 混频器中的传输线均采用了共平面波导(CPW)形式.

3.1 器件尺寸的选择考虑

为了获得宽带宽, 本混频器采用了均匀分布式结

构. DPGM 的带宽取决于由晶体管寄生电容与 CPW 所构成的人工传输线的截止频率^[11]. 栅极人工传输线的特征电阻, 截止频率和损耗分别表示为

$$Z_g = \sqrt{\frac{L_g}{C_g l_g + \frac{1}{2} WLC_{ox} + WC_{ov}}} \quad (23)$$

$$\omega_{cg} = \frac{2l_g}{\sqrt{L_g (C_g l_g + \frac{1}{2} WLC_{ox} + WC_{ov})}} \quad (24)$$

$$\alpha_g = \frac{\omega^2 R_i Z_g (\frac{1}{2} WLC_{ox} + WC_{ov})^2}{2l_g} \quad (25)$$

上式中 C_{ov} 是晶体管的栅单位宽度交叠电容, R_i 是晶体管等效栅极电阻, C_g 是栅 CPW 传输线的单位长度寄生电容. 从式(10), (23), (24)和(25)可以观察到, 器件尺寸对 DPGM 的转换增益、阻抗匹配和工作带宽有很大影响. 在实际设计混频器时需要对转换增益和工作带宽进行折衷考虑.

3.2 中频信号带宽提升技术

为了提高混频器的中频信号带宽, PCIFA 中放大器采用了栅电感峰化技术, 图 6 所示为有(无)采用栅电感峰化技术的单级电阻反馈的跨阻放大器电路原理图.

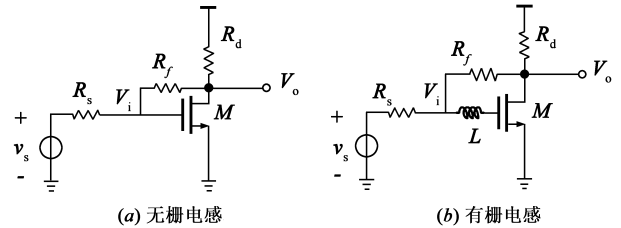


图6 电阻反馈放大器

可推出电阻反馈放大器的源电压增益和 -3dB 带宽为

$$A_{v_{si}}(s) = \frac{R_d(1 - g_m R_f)}{R_S + R_d + R_f + g_m R_d R_S + s R_S (R_d + R_f) C_{gs}} \quad (26)$$

$$\omega_{1, -3\text{dB}} = \frac{R_f + R_d + R_S + g_m R_d R_S}{R_S (R_d + R_f) C_{gs}} \quad (27)$$

类似地, 可推得采用栅电感峰化技术的电阻反馈放大器的源电压增益为

$$A_{v_{s2}}(s) = \frac{R_d(1 - g_m R_f)}{R_S + R_d + R_f + g_m R_d R_S} \times \frac{1 + \frac{LC_{gs}}{1 - g_m R_f} s^2}{1 + T} \quad (28)$$

其中

$$T = \frac{R_S (R_d + R_f) C_{gs}}{R_S + R_d + R_f + g_m R_d R_S} s + \frac{(R_S + R_d + R_f) LC_{gs}}{R_S + R_d + R_f + g_m R_d R_S} s^2.$$

比较式(26)与(28)可知, 有(无)栅电感峰化技术的电阻反馈放大器的低频源电压增益是相同的. 由于式

(28)的零点远高于其极点,故其对带宽的影响可以忽略,当栅峰化电感满足如下关系时,电路的带宽最大

$$L = \frac{C_{gs}}{4} \frac{[R_S(R_d + R_f)]^2}{[R_f + R_d + R_S + g_m R_d R_S][R_f + R_d + R_S]} \quad (29)$$

此时,最大 -3dB 带宽为

$$\omega_{-3\text{dB}} = 2\sqrt{\sqrt{2} - 1}\omega_{-3\text{dB}} \approx 1.3\omega_{-3\text{dB}} \quad (30)$$

从式(30)可以看出,在理想的情况下,采用栅电感峰化技术可以提高电阻反馈放大器的带宽约 30%.

4 测试结果

本混频器芯片照片如图 7 所示.整体芯片尺寸为 $1.70 \times 0.98\text{mm}^2$,其中 DPGM 为 $0.37 \times 0.71\text{mm}^2$.测试时射频和本振信号分别由 Agilent E8257D 和 Rohde & Schwarz SMP04 生成.以下所有测试本振功率均设置为 5dBm.混频器转换增益的测试结果如图 8 所示.射频频率在 8GHz 至 40GHz 内,中频在 0.2GHz 至 4GHz 时,混频器的转换增益(CG)为 $-7.8 \sim 4\text{dB}$.尤其固定中频频率为 2.5GHz 时,混频器转换增益为 $-0.2 \sim 4\text{dB}$.中频带宽的测试结果如图 9 所示,4dB 中频增益带宽约 3.8GHz.射频与中频端口反射系数测试结果如图 10 所示,在 DC 到 40GHz 的频率范围内射频端口的反射系数小于 -10dB ,而在 DC 到 5GHz 的频率内中频端口的反射系数小于 -10dB .本振到中频(LO-IF)端口,射频到中频(RF-to-IF)端口和射频到本振(RF-to-LO)端口隔离度的测试结果如图 11 所示,其隔离度分别大于 57dB, 50dB 和 15dB.图 12 所示是本振频率为 30GHz 时,中频输出功率和转换增益与射频输入功率之间的关系.混频器输入参考 1dB 压缩点为 -4.9dBm .表 1 给出了近年出版的 CMOS 宽带混频器的性能小结.与文献[2~6],[8~10]报道的混频器相比,本混频器由于采用了中频功率合成技术,其转换增益有很大的提高.与文献[1],[2]和[7]报道的相比,本混频器的功耗很低.此外,本混频器还具有宽中频和高端口隔离度的优点.

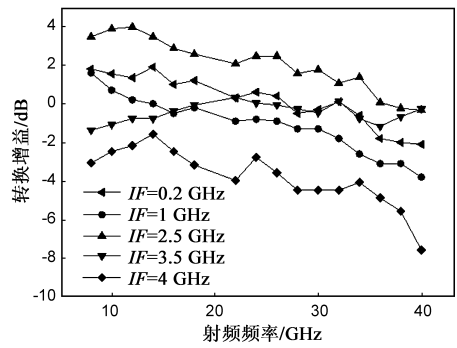


图8 混频器转换增益的测试结果

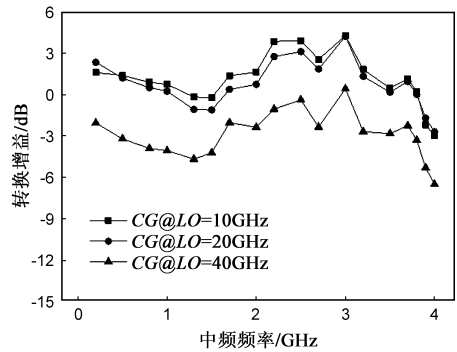


图9 混频器中频带宽的测试结果

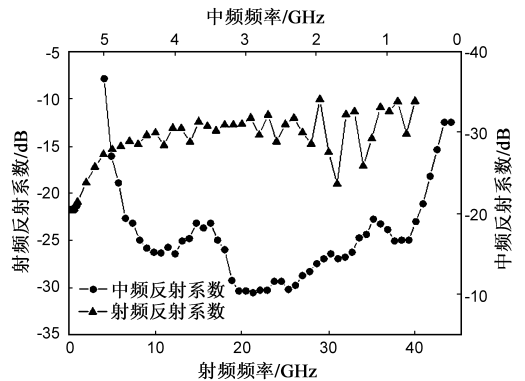


图10 混频器射频与中频端口反射系数的测试结果

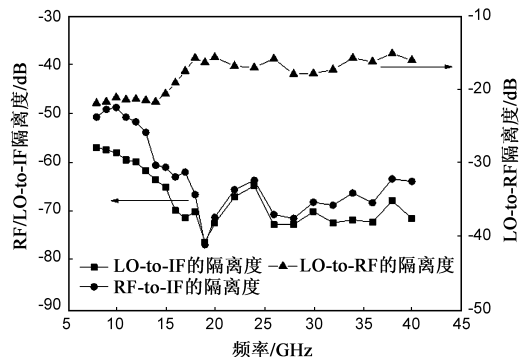


图11 混频器的端口隔离度的测试结果

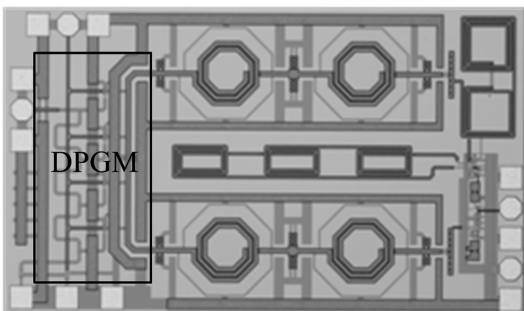


图7 混频器芯片照片

表 1 近年来报道的 CMOS 宽带混频器

参考文献	工艺	射频频率 (GHz)	中频频率 (GHz)	转换增益 (dB)	本振功率 (dBm)	IP_{1dB} (dBm)	功耗 (mW)	隔离度(dB)		设计技术
								LO to IF	LO to RF	
[1]	90-nm	25 ~ 75	0.01 (Fixed IF)	1 ~ 5	6	11 (IIP3)	93	N/A	> 30	吉尔伯特
[2]	0.13- μm	33 ~ 65	0.001 ~ 3	-8.5 ~ -6.5	8	-5	90.8	N/A	> 45	分谐波 吉尔伯特
[3]	0.13- μm	31 ~ 69	DC ~ 1.7	-4.5 ~ -1.5	3	-1.7	14.4	> 48	> 50	改进型 吉尔伯特
[4]	90-nm	33 ~ 58	0.01 ~ 3	-9 ~ -6	10	8.5 (IIP3)	0	> 51.5	> 42.7	双平衡 漏注入
[5]	90-nm	9 ~ 31	DC ~ 2	-11 ~ -8	9.7	3 (IIP3)	0	> 22.5	> 17	分谐波 源注入
[6]	0.13- μm	56 ~ 66	DC ~ 3	-14 ~ -12	-1	-2	0	> 39	> 27 (2LO-RF)	分谐波 电阻混频
[7]	0.18- μm	2 ~ 30	0.01 (Fixed IF)	11.5 ~ 13.5	3	0 (IIP3)	40	> 22.4	> 37.5	分布式 吉尔伯特
[8]	0.13- μm	0.8 ~ 77.5	0.1 ~ 2	-6.5 ~ -4.5	10	-3	0	> 5	> 13	分布式 漏注入
[9]	0.18- μm	15 ~ 50	0.05 ~ 5	-17 ~ -13	10	4	0	> 30	> 35	环形混频
[10]	0.18- μm	3 ~ 40	DC ~ 2	-17 ~ -9.4	5	4.2	0	> 45	> 21	分布式 栅注入
本文	0.18- μm	8 ~ 40	0.2 ~ 4	-0.2 ~ 4	5	-4.9	31.7	> 57	> 15	分布式 栅注入

注: IP_{1dB} 为输入参考 1dB 压缩点。

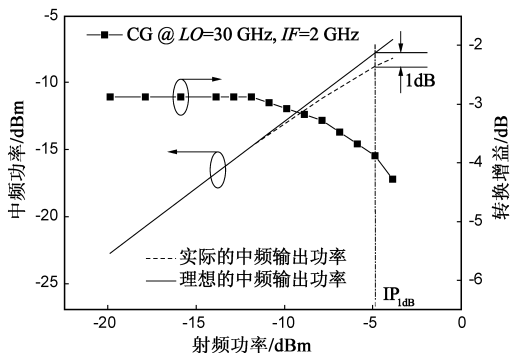


图 12 中频输出和转换增益与射频输入之间的关系

5 总结

本文提出了一种新型的超宽频带的毫米波混频器, 并对其进行了分析。通过采用均匀分布式结构和中频频率合成技术, 混频器在固定中频频率为 2.5GHz, 射频频率在 8GHz 至 40GHz 内的转换增益为 $-0.2 \sim 4\text{dB}$, 混频器 4dB 中频带宽约为 3.8GHz, 直流功耗为 31.7mW。本混频器可以应用在多带和超宽频带的射频收发系统中。

致谢: 感谢章丽老师为版图检查提供的帮助, 感谢李伟老师对芯片测试提供的帮助。

参考文献

- [1] Jeng-Han, Pei-Si, Tsai-Wei Huang, et al. A 25 - 75GHz broadband Gilbert-cell mixer using 90-nm CMOS technology [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letter, 2007, 17 (4): 247 - 249.
- [2] Jeng-Han Tsai and Tian-Wei Huang. 35 - 65GHz CMOS broadband modulator and demodulator with sub-harmonic pumping for MMW wireless gigabit applications [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2007, 55 (10): 2075 - 2085.
- [3] Jeng-Han Tai. Design of 1.2-V broadband high data-rate MMW CMOS I/Q modulator and demodulator using modified Gilbert-cell mixer [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59 (5): 1350 - 1360.
- [4] Hong-Yuan Yang, Jeng-Han Tsai, et al. Analysis of a new 33-58-GHz doubly balanced drain mixer in 90-nm CMOS technology [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60 (4): 1057 - 1068.
- [5] Ming-quan Bao, Harald Jacobsson, Lars Aspemyr, et al. A 9 -

- 31GHz sub-harmonic passive mixer in 90 nm CMOS technology[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2006, 41(10): 2257 – 2264.
- [6] Shih-Kai Lin, Jing-Lin Kuo, Huei Wang. A 60GHz sub-harmonic resistive FET mixer using 0.13 μm CMOS technology [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2011, 21(10): 562 – 564.
- [7] Chung-Ru Wu, Hsieh-Hung Hsieh, Liang-Hung Lu. An ultra-wideband distributed active mixer [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2007, 55(4): 625 – 632.
- [8] Hong-Yuan Yang, Jeng-Han Tsai, Chi-Hsueh Wang, et al. Design and analysis of a 0.8 – 77.5GHz ultra-broadband distributed drain mixer using 0.13 μm CMOS technology [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, 57(3): 562 – 572.
- [9] Jung-Hau Chen, Che-Chung Kuo, Yue-Ming H, et al. A 15 – 50GHz broadband resistive FET ring mixer using 0.18- μm CMOS technology [A]. IEEE Microwave Symposium Digest [C]. IEEE, 2010. 784 – 787.
- [10] Yu Zhenxing, Feng Jun. An ultra-broadband distributed passive gate-pumped mixer in 0.18- μm CMOS [J]. Chinese Journal of Semiconductors, 2013, 34(8): 085005-1 – 085005-7.
- [11] D M Pozar. Microwave Engineering [M]. New York: Wiley, 2012. 589 – 593.

作者简介



余振兴 男, 1985 年出生于湖北荆州. 现为东南大学射频与光电集成电路研究所博士研究生, 研究方向为射频与毫米波集成电路设计.
E-mail: yzx_108@163.com



冯军 女, 1953 年出生于江苏南京. 东南大学信息科学与工程学院教授, 博士生导师. 主要研究方向为光通信集成电路设计和光电子集成电路设计.
E-mail: fengjun_seu@seu.edu.cn