

基于阻抗补偿技术的毫米波超宽带功分器

卢启军¹, 韩大伟¹, 张浩², 张涛¹, 朱樟明^{1*}

(1. 西安电子科技大学集成电路学院模拟集成电路与系统教育部重点实验室, 陕西西安 710071;
2. 南京电子技术研究所, 江苏南京 210013)

摘要: 针对宽带功率分配器面积大、回波损耗差等问题, 本文提出了一款基于阻抗补偿技术的毫米波超宽带威尔金森功率分配器. 在传统集总功分器输出端口添加并联 LC 谐振网络, 可以补偿功分器的输入和输出阻抗并引入额外的匹配和无损耗频率点, 进而有效地提高功分器的分数带宽. 提出的功率分配器采用 65 nm 互补金属氧化物半导体 (Complementary Metal Oxide Semiconductor, CMOS) 工艺设计并测试验证, 核心面积紧凑, 仅有 0.021 mm². 测试结果表明, 该功分器的插入损耗为 1.35~1.55 dB, 0.2-dB 幅度带宽为 44~96 GHz, 输入输出回波损耗和隔离性能在整个工作频段内均优于 11 dB. 与已发布的毫米波功率分配器相比, 提出的功率分配器在保持良好端口匹配的同时实现了较高的幅度带宽.

关键词: 威尔金森功率分配器; 集总电路; 超宽带; 阻抗补偿技术; 谐振网络

基金项目: 国家自然科学基金 (No.62074121, No.62034002, No.62021004, No.62274133); 陕西省教育厅科研计划项目 (No.20JY018)

中图分类号: TN771; TN958

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2025)01-0112-07

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

DOI: 10.12263/DZXB.20240555

Millimeter-Wave Ultra-Wideband Power Divider with Impedance Compensation Technique

LU Qi-jun¹, HAN Da-wei¹, ZHANG Hao², ZHANG Tao¹, ZHU Zhang-ming^{1*}

(1. Key Laboratory of Analog Integrated Circuits and Systems (Ministry of Education), School of Integrated Circuits, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing, Jiangsu 210013, China)

Abstract: In this paper, a millimeter-wave ultra-wideband Wilkinson power divider with impedance compensation technique is presented. After adding parallel LC resonance networks at the output ports of traditional lumped-element power divider, the bandwidth can be increased effectively by compensating the input-output impedance and introducing additional matching and lossless frequency points. The proposed power divider is implemented using 65 nm complementary metal oxide semiconductor (CMOS) technology with a compact core area of 0.021 mm². And the measurement results indicate that the insertion loss is 1.35~1.55 dB, reaching 0.2-dB amplitude bandwidth of 44~96 GHz, as well as the input-output return loss and isolation performance are all better than 11 dB across the entire operating frequency band. The proposed power divider achieves higher amplitude bandwidth with good port matching compared to previously published power dividers.

Key words: Wilkinson power divider; lumped-element circuit; ultra-wideband; impedance compensation technique; resonance network

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62074121, No.62034002, No.62021004, No.62274133); Scientific Research Program Funded by Shaanxi Provincial Education Department (No.20JY018)

1 引言

目前, 互补金属氧化物半导体 (Complementary Metal Oxide Semiconductor, CMOS) 工艺已经发展到拥

有超过 300 GHz 截止频率的晶体管. 应用在毫米波通信和相控阵雷达中的多通道毫米波波束形成前端芯片也变得受欢迎. 对于多通道毫米波前端芯片, 通道间的

功率分配是必不可少的^[1,2]. 此外, 在一些毫米波电路模块如功率放大器、移相器等结构中也会用到功率分配器^[3-6]. 在各种功率分配结构中, 威尔金森功分器以其良好的端口匹配和隔离性能得到了较广泛的应用.

然而, 随着通信技术的发展, 在不同应用场景中传输的信号频率各异, 这也导致了宽带芯片的需求严重增加. 为了满足多样化的通信需求并降低系统的复杂性, 宽带功率分配器已经得到了广泛的研究^[7-14].

基于慢波共面波导结构, 功率分配器的物理波长可以减小, 并且可以有效地扩展带宽^[8,12]. 此外, 通过采用分布式加载电容和电感, 可以利用低损耗微型化共面波导实现宽带幅度性能^[9,10]. 通过使用变压器替换集总元件功率分配器的多个独立电感器, 可以得到带宽良好的集总功分^[11]. 这些技术都属于针对传统功分器结构中传输线的长度缩短或者集总化等效. 因此, 这些宽带功分器虽然在远离中心频率时仍然表现出低插入损耗, 但回波损耗和隔离性能明显恶化, 导致实际工作带宽相对较窄. 多枝节功分器利用额外的四分之一波长线进行宽带设计, 其可以较好地改善宽带下回波损耗和隔离的恶化问题^[14], 但多枝节功分器需要额外的多段四分之一波长传输线, 且由于多个隔离电阻放置的需要, 传输线的版图布局困难, 整体占据面积太大. 此外, 片上传输线所能实现的特征阻抗范围较小, 可能无法实现所需特征阻抗的分布式传输线. 因此, 多枝节功分器不适合应用到毫米波芯片设计中.

本文提出了一种新型的集总元件功率分配器, 从传统集总功分器的偶模半边电路入手, 分析了端口的阻抗随频率变化的趋势. 同时, 创新地利用并联 LC 网络补偿了低于中心频率处快速减小的输入阻抗实部, 且维持了绝对值较小的虚部, 从而在较低频率引入了额外的匹配点和无损耗点, 有效地扩展了整体的工作带宽. 由于使用纯集总结构, 且只需一个隔离电阻, 该功率分配器可以采用紧凑的版图布局以控制整体面积. 该功率分配器采用 65 nm CMOS 工艺制造, 测量结果表明其工作带宽为 44~96 GHz, 在工作带宽内幅度变化仅为 0.02 dB, 回波损耗与隔离度均优于 11 dB.

2 电路设计

传统的集总元件功率分配器通过使用 $\lambda/4$ 传输线的 π 型等效元件来实现功率分配, 显著减小了面积. 然而, 单节等效模型只能模拟单频点下的传输线特性, 输入阻抗随频率变化很大, 只能在窄带内维持较大的回波损耗, 导致工作带宽较窄. 为了补偿输入阻抗的变化

并拓宽带宽, 提出了一种新颖的集总元件功率分配器. 为了得到具体的设计公式, 首先在输出端口并联具有导纳值 Y 的双端口网络, 如图 1(a) 所示. L_L 和 C_L 为传统集总功分对应的电感与电容, 大小分别为^[9]

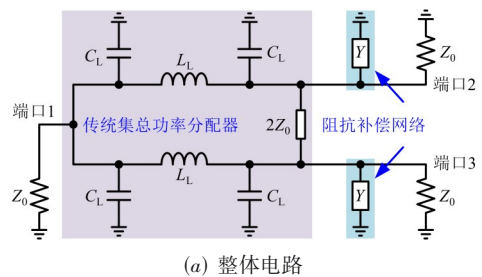
$$L_L = \frac{Z_{T0}}{2\pi f_0} \quad (1)$$

$$C_L = \frac{1}{2\pi f_0 Z_{T0}} \quad (2)$$

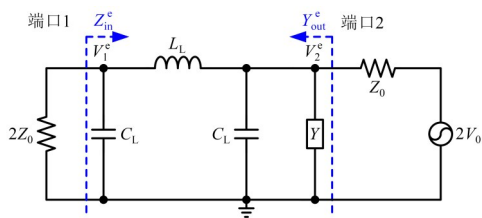
其中, Z_{T0} 为传统威尔金森功分器中两段 $\lambda/4$ 传输线的特征阻抗, 其值为 $\sqrt{2}Z_0$; f_0 为中心频率. 对于本次设计而言, $Z_0=50 \Omega$, $Z_{T0}=70.7 \Omega$.

图 1(b) 和图 1(c) 展示了提出的功率分配器的偶模和奇模半边电路. 由于功率分配器通常工作在偶模激励下, 因此 $|S_{11}|$ (输入回波损耗)、 $|S_{21}|$ 和 $|S_{31}|$ (插入损耗加 3 dB 固有损耗) 仅与偶模半边电路有关. 整体功率分配器的输入回波损耗和插入损耗的表达式可以从图 1(b) 中推导出来. 事实上, 在 3 个端口具有相同内阻的条件下, 偶模输入回波损耗等于整体回波损耗, 并且在偶模半电路激励 $2V_0=1$ 时, 整体的 $|S_{21}|$ 等于端口 1 的偶模电压 V_1^e , 即 $|S_{21}|=V_1^e$.

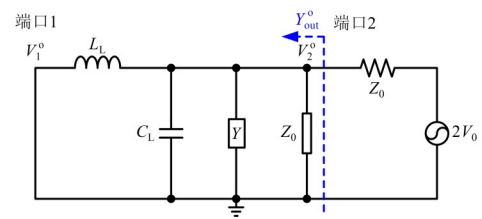
在偶模激励下, 在提出的半边电路中端口 1 看过去的输入阻抗 Z_{in}^e 可以表示为



(a) 整体电路



(b) 偶模半边电路



(c) 奇模半边电路

图 1 本文提出的基于阻抗补偿技术的新型功分器电路

$$Z_{in}^e = \left[(1/Y) \parallel Z_{C_L} \parallel Z_0 + Z_{L_L} \right] \parallel Z_{C_L} \quad (3)$$

其中, Z_{C_L} 和 Z_{L_L} 分别表示 C_L 和 L_L 对应的阻抗. 偶模激励下, 输出阻抗导纳 Y_{out}^e 可以表示为

$$Y_{out}^e = Y + Y_{C_L} + 1 / \left(\frac{1}{Y_{L_L}} + \frac{1}{2Y_{Z_0} + Y_{C_L}} \right) = Y + Y_{out_tra}^e \quad (4)$$

其中, Y_{C_L} 、 Y_{L_L} 和 Y_{Z_0} 分别表示 C_L 、 L_L 和 Z_0 对应的导纳, $Y_{out_tra}^e$ 为传统集总功分器的偶模输出导纳. 在端口阻抗匹配时, 应有

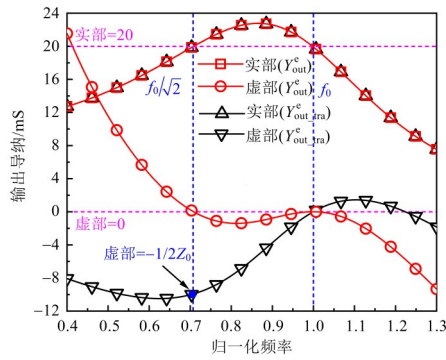
$$Z_{in}^e = 2Z_0 \quad (5)$$

$$Y_{out}^e = Y_{Z_0} \quad (6)$$

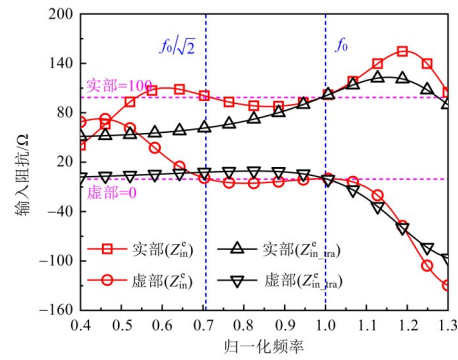
在 $2V_0=1$ 时, 提出的功分器的 $|S_{21}|$ 为

$$\begin{aligned} |S_{21}| &= V_1^e = \left(\frac{2Z_0 \parallel Z_{C_L}}{(2Z_0 \parallel Z_{C_L}) + Z_{L_L}} \right) V_2^e \\ &= \left(\frac{2Z_0 \parallel Z_{C_L}}{(2Z_0 \parallel Z_{C_L}) + Z_{L_L}} \right) \left(\frac{1}{1 + Y_{out}^e/Y_{Z_0}} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

其中, V_2^e 是偶模激励下端口 2 的电压.



(a) $Y_{out_tra}^e$ 和 Y_{out}^e 的实部和虚部



(b) $Y_{out_tra}^e$ 和 Y_{out}^e 的实部和虚部

图 2 本文提出的新型功分器与传统的输出导纳和输入阻抗对比

这表明 Y 的实部恒为 0, 且虚部仅由 Z_{LC} 决定. 将式(10)代入式(8), 得到

$$Z_{LC} = \sqrt{2} Z_0 \quad (11)$$

即

$$L_p = L_L, C_p = C_L \quad (12)$$

图 2(a) 和图 2(b) 分别比较了传统和提出的功率分配器之间的输出导纳和输入阻抗. 添加阻抗补偿网络后, 偶模激励下输出导纳与输入阻抗都具有 $f_0/\sqrt{2}$ 和 f_0 两个匹配点. 可以证明, 在 $f_0/\sqrt{2}$ 时, 整个功率分配器的输入阻抗也完全匹配, 插入损耗为 0. 提出的功率分配器的最终电路如图 3 所示. 图 4(a) 和图 4(b) 对比了理想元件条件下传统和提出的功率分配器从 $0.4f_0$ 到

根据式(7), 偶模输出匹配显著影响功率分配器的插入损耗. 为了拓宽端口匹配和幅度带宽, 可以寻找一个在中心频率之外的额外匹配点. 图 2(a) 显示了传统功率分配器输出导纳 $Y_{out_tra}^e$ 的实部和虚部, 它仅在 f_0 处满足端口匹配. 此外, 实部在 $f_0/\sqrt{2}$ 处等于 Y_{Z_0} , 而虚部不为 0. 为了在 $f_0/\sqrt{2}$ 引入一个新的匹配点, Y 需要满足:

$$\begin{cases} \text{Re}(Y) = 0, & @f_0 \text{ 和 } f_0/\sqrt{2} \\ \text{Im}(Y) = 0, & @f_0 \\ \text{Im}(Y) = -\text{Im}(Y_{out_tra}^e) \\ = 1/(2Z_0), & @f_0/\sqrt{2} \end{cases} \quad (8)$$

因此, 在 f_0 处 Y 网络需要表现为开路, 并且在 $f_0/\sqrt{2}$ 处实部应为 0. 为了网络的简化性, 谐振在 f_0 处的并联 LC 网络被选择以满足这些要求.

为了区分不同的谐振网络, 定义特征阻抗为

$$Z_{LC} = \sqrt{L_p/C_p} \quad (9)$$

Y 可以写为

$$Y = \frac{j}{Z_{LC}} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (10)$$

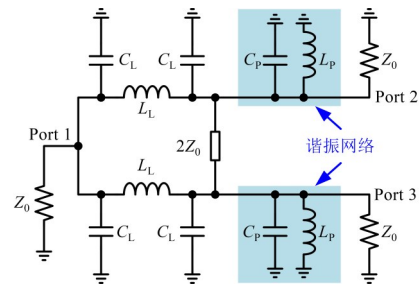


图 3 本文提出的带有并联 LC 谐振网络的功率分配器电路

$1.3f_0$ 间的输入回波损耗和插入损耗. 提出的功率分配器的回波损耗和幅度带宽都得到了很大的改善. 并且在 $f_0/\sqrt{2}$ 和 f_0 之间及附近的 45% 分数带宽内, $|S_{21}|$ 的变化仅为 0.03 dB, 输入回波损耗优于 20 dB, 表现出了极宽

的工作带宽. 另外,图4(c)隔离度仿真结果表明,输出端口间的隔离性能也优于传统的功率分配器.

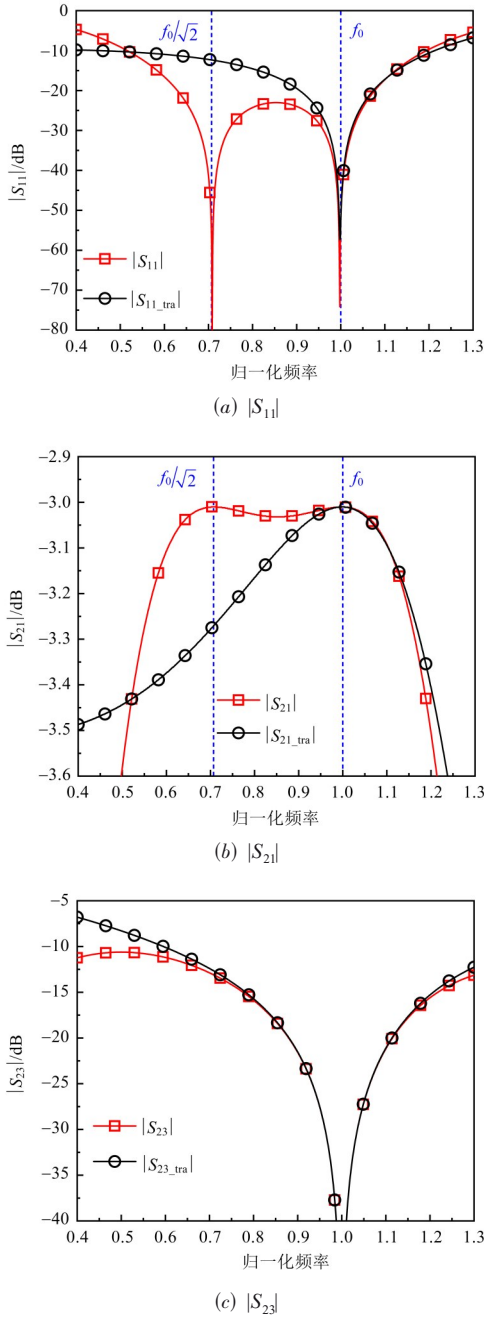


图4 本文提出的新型功分器和传统的S参数对比

需要注意的是,虽然令 $Z_{LC}=\sqrt{2}Z_0$ 可以在 $f_0/\sqrt{2}$ 处实现完全的阻抗匹配,但为 Z_{LC} 选择其他合理值也可以不同程度地提高带宽. 图5(a)和图5(b)展示了提出的具有不同 Z_{LC} 的功率分配器的输入回波损耗和插入损耗. 可以看出,在 $Z_{LC}=Z_{T0}$ 基础上适当增加 Z_{LC} ,可以拓宽 $|S_{21}|$ 的幅度带宽,但是若 Z_{LC} 过大,输入匹配在 $f_0/\sqrt{2}$ 和 f_0 之间恶化,插入损耗将会增大,从而降低 $|S_{21}|$ 的带宽.

而对于 Z_{LC} 较小的情况,无论是 $|S_{11}|$ 还是 $|S_{21}|$ 的带宽都会恶化. 此外,谐振网络的 Z_{LC} 值越大, L_p 的感值越大. 在毫米波频段,过大的电感值会导致电感的面积大、寄生电阻大、自谐振频率低等问题. 从实际应用的角度来看, Z_{LC} 值的选取也不宜过大. 综合考虑,在实际设计中,可选择 $Z_{LC}=Z_{T0}$ 或者略大一点的值以尽量拓宽带宽.

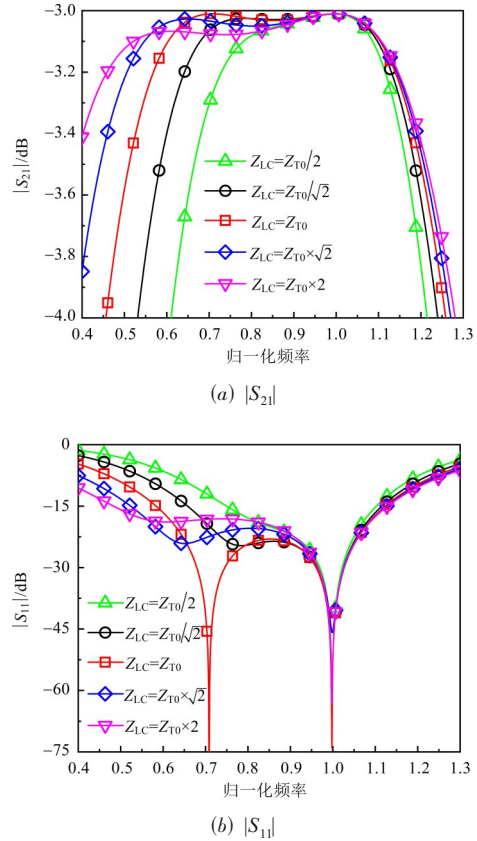


图5 本文提出的具有不同谐振网络的功分器的S参数仿真结果

3 仿真与测试结果

为了验证所提出的设计方法,使用65 nm CMOS 1p9M技术制造了一款工作带宽为44~96 GHz的超宽带功率分配器. 为了使带宽最大化,根据电磁仿真结果,选择了较大的 Z_{LC} 值. 与图3相对应的所有设计参数为 $Z_0=50 \Omega$ 、 $L_1=120 \text{ pH}$ 、 $C_1=23.9 \text{ fF}$ 、 $L_p=140 \text{ pH}$ 及 $C_p=20.5 \text{ fF}$.

本文提出的功率分配器使用65 nm CMOS 1p9M工艺制造. 该工艺提供了1个多晶硅层(PO1)和9个铜层(M1~M9),M9(顶层)、M8和M2~M7的厚度分别为 $3.4 \mu\text{m}$ 、 $0.9 \mu\text{m}$ 和 $0.22 \mu\text{m}$. 图6显示了芯片的简化俯视图和显微照片. 版图设计时,将4个电感同侧紧凑摆放以减小整体的面积,最终核心面积为 $0.196 \text{ mm} \times 0.108 \text{ mm}$,相对传统分布式功分器有效减小了面积. 为了提供良好的电流返回路径并满足最高的金属密度要求,芯片的接地平面都由M6以网格状图案构建. 在毫米波频段

中,低质量的电感器是产生高插入损耗的主要因素.为了最小化电感损耗,所有电感器使用顶层金属层M9和次顶层金属层M8来实现.由于设计中需要小的电容数值,因此使用金属层M9、M8、M7和M6来实现具有超过100的高品质因数的定制金属-氧化物-金属电容器.此外,隔离电阻选用高精度多晶硅电阻.

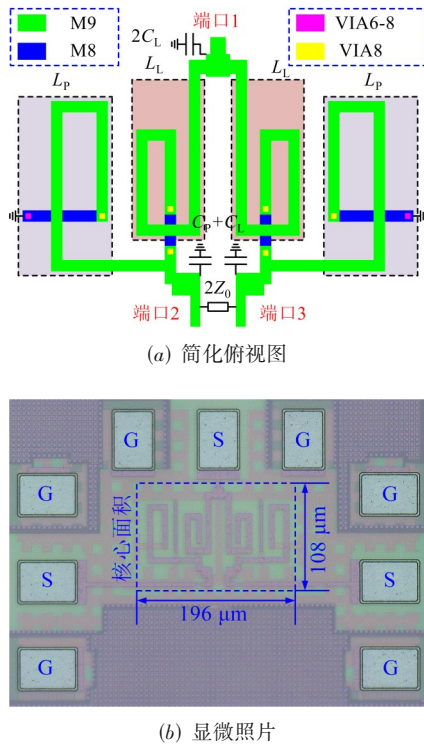
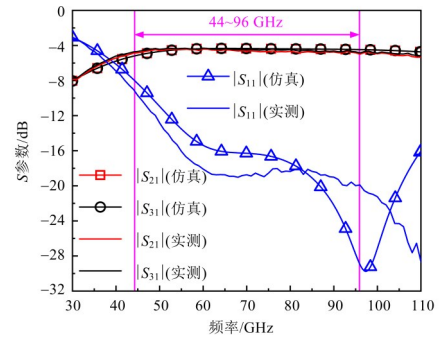


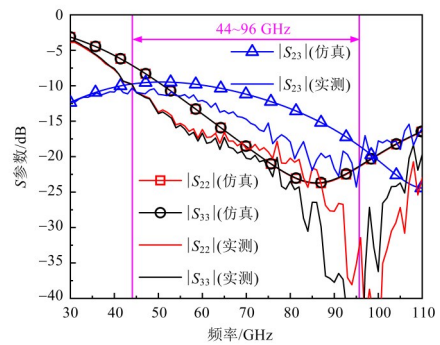
图6 本文提出的新型功分器的图片

因为功率分配器工作在V波段和W波段,并且有3个端口,测试过程极具挑战性.基于四探针台和带有4个频率扩展器的四端口矢量网络分析仪,对制造的功率分配器进行了高达110 GHz的片上测量.为了保证高频测量的准确性和可重复性,采用短路-开路-负载-直通技术进行了全频带四端口校准.

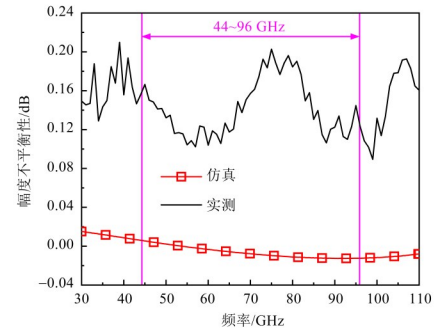
图7(a)显示了仿真和测量的 $|S_{21}|$ 、 $|S_{31}|$ 和 $|S_{11}|$,展现出良好的一致性.44~96 GHz频率范围内测量的插入损耗为1.35~1.55 dB,0.2-dB幅度带宽达到52 GHz,0.1-dB幅度带宽为35 GHz.插入损耗相对偏高主要是因为输出端口到PAD的传输线和PAD本身都会引入额外的损耗.然而,在实际微波系统中,功率分配器会直接与信号线相连,插入损耗性能会得到极大的改善.输入回波损耗表现出两个极小点,这显著提高了66.5 GHz ($f_0/\sqrt{2}$)和94 GHz (f_0)之间的回波损耗性能,与理论一致.输入回波损耗在 $f_0/\sqrt{2}$ 与 f_0 间优于15 dB且在44~96 GHz范围内优于11 dB.此外,如图7(b)所示,输出回波损耗和输出端口间的隔离在44~96 GHz范围内均大于



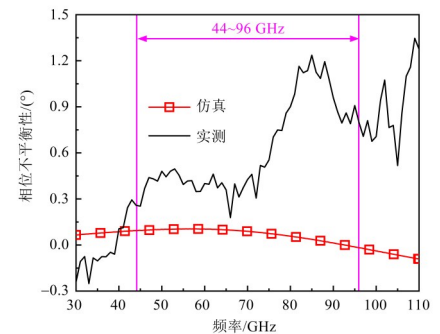
(a) $|S_{21}|$ 、 $|S_{31}|$ 、 $|S_{11}|$



(b) $|S_{22}|$ 、 $|S_{33}|$ 、 $|S_{23}|$



(c) 幅度不平衡性



(d) 相位不平衡性

图7 本文提出的新型功率分配器的仿真和测试结果

11 dB.如图7(c)和图7(d)所示,功分器的幅度不平衡和相位不平衡分别小于0.20 dB和 1.23° .

表1全面比较了本文提出的与已发布的毫米波功

率分配器之间的性能. 由于难以从先前公布的功率分配器的测量结果中辨别特定的 0.2-dB 幅度带宽, 因此选择不同幅度的分数带宽进行比较. 此外, 幅度变化结果基于测量和三维电磁仿真, 并综合考虑了回波损耗和隔离性能. 从表 1 可以看到, 提出的功率分配器的 0.2-dB

幅度带宽达到了 55 GHz, 分数带宽为 55.3%, 比其余功分器的 0.5-dB、1-dB 带宽还要宽. 紧凑性方面, 相较于工作频段类似的功分器^[8, 11-13], 本文提出的功分器面积最小. 此外, 该功分器展示了极低的幅度和相位不平衡.

表 1 提出的与最近报道的先进毫米波功率分配器间的性能比较

参考文献	工艺	工作频率 /GHz	插入损耗 /dB	幅度带宽 /GHz*	回波损耗/dB	隔离度 /dB	幅度不平衡性/dB	相位不平衡性/(°)	(长×宽)/面积/mm ²	面积 /λ ₀ ²
文献[8]	90 nm CMOS	67~90	2.4@67 GHz	67~92/1 dB	8@67 GHz	14@67 GHz	<0.2	<0.7	(0.205×0.25)/0.051	3.5×10 ⁻³
文献[9]	0.18 μm CMOS	20~35	<1.18	20~35/0.5 dB	>15	>10	<0.07	<0.21	(0.146×0.093)/0.014	0.12×10 ⁻³
文献[10]	0.18 μm CMOS	30~61	<1	30~61/1 dB	>10	>10	<0.45	<2.2	(0.336×0.165)/0.055	1.3×10 ⁻³
文献[11]**	0.13 μm BiCMOS	47~81	1.35~2.35	47~81/1 dB	>10	>15	<0.2	<5	(0.27×0.107)/0.029	1.32×10 ⁻³
文献[12]	0.18 μm BiCMOS	37~61	<1	37~61/1 dB	>10	>15	<0.5	<2	(0.525×0.15)/0.079	2.1×10 ⁻³
文献[13]	Silicon-based IPD	70~110	<1.2	70~110/0.3 dB	>10	>14	N/A	N/A	(N/A)/0.042	3.8×10 ⁻³
文献[15]	0.18 μm CMOS	28~50	<1.1	28~50/0.3 dB	>10	>15	<0.011	<0.25	(0.112×0.08)/0.009	0.152×10 ⁻³
文献[16]**	65 nm CMOS	145~160	<0.5	145~160/0.2 dB	>10	>20	N/A	N/A	(0.1×0.075)/0.008	2.1×10 ⁻³
文献[17]	65 nm CMOS	24~30	0.93~1.94	24~30/1 dB	>15	>19	N/A	N/A	(0.3×0.3)/0.09	0.73×10 ⁻³
本文工作	65 nm CMOS	44~96	1.35~1.55	44~96/0.2 dB	>11	>11	<0.20	<1.23	(0.19×0.18)/0.021	1.1×10 ⁻³

注: *表示幅度变化结果基于测量和三维电磁仿真, 并综合考虑了回波损耗和隔离性能; **表示差分功分器.

4 结论

本文提出了一种新颖的阻抗补偿技术, 用于拓展功率分配器的带宽. 理论分析表明, 并联 LC 谐振网络引入了额外的匹配和无损频点. 为了验证提出的技术原理, 加工了一款超宽带功分器并进行了测试. 结果表明, 该功分器工作带宽达 44~96 GHz, 且输入输出回波损耗和隔离性能在整个工作频段内均优于 11 dB. 与其他宽带功率分配器相比, 该小型化功率分配器具有最高的幅度带宽和良好的回波损耗及隔离性能, 非常适合宽带功率放大器、移相器和相控阵雷达系统的应用.

参考文献

[1] LEE J G, JANG T H, PARK G H, et al. A 60-GHz four-element beam-tapering phased-array transmitter with a phase-compensated VGA in 65-nm CMOS[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(7): 2998-3009.

[2] 徐仲麟, 吴林晟, 余胜团, 等. 面向低轨卫星通信的 K 波段 LTCC 多通道集成接收前端模块[J]. 电子学报, 2022, 50(6): 1389-1398.
XU Z L, WU L S, SHE S T, et al. A K-band LTCC multi-channel integrated receiving front-end module for low earth orbit satellite communication[J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(6): 1389-1398. (in Chinese)

[3] GU P, ZHAO D X, YOU X H. Analysis and design of a CMOS bidirectional passive vector-modulated phase shifter[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2021, 68(4): 1398-1408.

[4] 李虹萍, 陈海东, 薛泉, 等. 多路任意功分比 Gysel 功分器[J]. 电子学报, 2022, 50(2): 383-390.
LI H P, CHEN H D, XUE Q, et al. N-way Gysel power divider with arbitrary power dividing ratio[J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(2): 383-390. (in Chinese)

[5] KIM K, NGUYEN C. A V-band power amplifier with integrated Wilkinson power dividers-combiners and transform-

- ers in 0.18- μm SiGe BiCMOS[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2019, 66(3): 337-341.
- [6] LIU H, ZHU X, WANG Y S, et al. A 60 GHz 8-way combined power amplifier in 0.18 μm SiGe BiCMOS[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2021, 68(6): 1847-1851.
- [7] LEE S, PARK J, HONG S. A 24-30 GHz low-loss compact differential four-way power divider[C]//2021 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). Piscataway: IEEE, 2021: 492-495.
- [8] KUO C Y, CHEN A Y K, LI C Z, et al. A mm-wave stub-loaded ECPW Wilkinson power divider/combiner in 90 nm CMOS[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2012, 22(12): 627-629.
- [9] LIN Y S, LAN K S. Realization of a compact and high-performance power divider using parallel RC isolation network[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2021, 68(4): 1368-1372.
- [10] EL-HAMEED A S ABD, BARAKAT A, ABDEL-RAHMAN A B, et al. Design of low-loss coplanar transmission lines using distributed loading for millimeter-wave power divider/combiner applications in 0.18 μm CMOS technology[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(12): 5221-5229.
- [11] PARK J S, WANG H. A fully differential ultra-compact broadband transformer-based Wilkinson power divider[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2016, 26(4): 255-257.
- [12] KIM K, NGUYEN C. An ultra-wideband low-loss millimeter-wave slow-wave Wilkinson power divider on 0.18 μm SiGe BiCMOS process[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015, 25(5): 331-333.
- [13] HSIAO C Y, WU C T M, KUO C N. A W-band 1-dB insertion loss Wilkinson power divider using silicon-based integrated passive device[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2021, 31(6): 654-657.
- [14] HONARI M M, MIRZAVAND L, MIRZAVAND R, et al. Theoretical design of broadband multisection Wilkinson power dividers with arbitrary power split ratio[J]. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, 2016, 6(4): 605-612.
- [15] LIN Y S, LAN K S, CHEN B S. Wideband millimeter-wave power divider and SPDT switch using inverting spiral-coupled-line[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2023, 70(4): 1575-1579.
- [16] CHOI U G, YANG J R. A D-band two-way differential power divider on 65-nm CMOS process[J]. IEEE Microwave and Wireless Technology Letters, 2024, 34(3): 279-282.
- [17] LEE S, PARK J, HONG S. Millimeter-wave multi-band reconfigurable differential power divider for 5G communication[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2022, 70(1): 886-894.

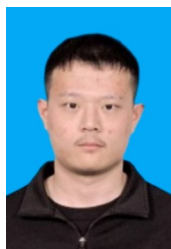
作者简介



卢启军 男, 1986年8月出生于陕西省渭南市. 现为西安电子科技大学集成电路学部副教授、硕士生导师. 主要研究方向为硅基微波/毫米波集成电路与系统.
E-mail: qjlu@xidian.edu.cn



张涛 男, 1987年6月出生于浙江省绍兴市. 现为西安电子科技大学集成电路学部副教授、博士生导师. 主要研究方向为射频/毫米波系统与天线一体化集成. 中国电子学会会员编号: E190030161M.
E-mail: zhangt@xidian.edu.cn



韩大伟 男, 2000年7月出生于山东省菏泽市. 现为西安电子科技大学集成电路学部硕士研究生. 主要研究方向为相控阵射频集成电路系统.
E-mail: dwhan@stu.xidian.edu.cn



朱樟明 男, 1978年1月出生于浙江省嵊州市. 现为西安电子科技大学集成电路学部教授、博士生导师. 主要研究方向为射频集成电路与系统高效模数转换器. 中国电子学会会员编号: E190013050S.
E-mail: zmyh@263.net



张浩 男, 1982年12月出生于河南省郑州市. 现为南京电子技术研究所正高级工程师. 主要研究方向为射频微波、数模混合SOC集成电路.
E-mail: zhhseu@163.com