

一种基于 IPD 工艺的超宽频带功率分配器设计

李瑞鹏^{1,2}, 马 骁¹, 慕福奇¹, 邱 昕¹

(1 中国科学院微电子研究所, 北京 100029; 2 中国科学院大学, 北京 100049)

摘 要: 针对目前通信设备及系统对低功耗、小型化的高性能器件的需求, 提出采用 IPD 工艺并通过微带线形式的多节阻抗变换器代替传统威尔金森功分器中的四分之一波长传输线的方法, 实现了工作频率范围为 3~42.5 GHz 的超宽带功分器。仿真结果表明该宽带功分器在 3~42.5 GHz 频带内输入输出回波损耗以及输出端口隔离度均小于 -10 dB, 插入损耗在 3~26.8 GHz 频段内小于 1 dB, 在 26.8~42.5 GHz 频率范围内小于 2 dB。芯片面积为 $3.1 \times 1.1 \text{ mm}^2$, 有效地缩减了宽带功分器尺寸, 有助于实现系统的小型化。该功分器工作频率能够覆盖我国 5G 网络已规划频段, 在未来的 5G 通信系统中有广泛的应用前景。

关键词: 功率分配器; 集成无源器件; 多节四分之一波长阻抗变换器; 小型化

中图分类号: TN626

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2018)09-0090-05

Design of the RF Wideband Power Divider Based on the Integrated Passive Devices Technology

LI Rui-peng^{1,2}, MA Xiao¹, MU Fu-qi¹, QIU Xin¹

(1 Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences, Beijing, 100029, China;

2 University of Chinese Academic of Sciences, Beijing, 100049, China)

Abstract: Aiming at the demand of communication equipment and system for high performance devices within low power and miniaturization, a 3~42.5GHz ultra wideband power divider using IPD technology and the method of replacing the quarter-wave transmission line in classical Wilkinson power divider with multi-section quarter-wave transformer realized by microstrip line has been constructed. The simulation results show that the return loss of input and output ports and the isolation between output ports were less than 10dB at the frequency band of 3~42.5GHz. The insertion loss is more than 1dB at the frequency band of 3~26.8GHz and less than 2dB at the frequency band of 26.8~42.5GHz. The chip area is $3.1 \times 1.1 \text{ mm}^2$, and the design effectively reducing the size of a broadband power divider and being conducive to the miniaturization of the system. The operating frequency of the power divider can cover all of the frequency bands that has been planned of China's 5G networks, and the power divider has a wide application prospect in the future 5G communication system.

Key words: power divider; IPD; multi-section quarter-wave transformer; miniaturization

1 引言

近年来微波系统中对小型化、低功耗的高性能器件需求越来越大。集成无源器件(IPD)工艺使得无源器件尺寸大大减小,降低了无源器件封装复杂度,为射频电路带来高性能以及良好的系统稳定性。

IPD 工艺的这些优势使其近些年来备受关注,逐渐成为移动通信设备小型化的一种重要解决方案。相比 LTCC 等集成工艺,薄膜 IPD 技术集成度更高,工艺误差小,而且可供选择的电容值,电感值等无源元件值更多。IPD 器件一般应用于手持或便携式无线通信设备相关模块中。例如 GSM/DCS/PCS, W-

CDMA, WLAN (Wi-Fi), Bluetooth, WiMax 以及 UWB 等^[1]. 许多无源射频模块例如均衡滤波器、巴伦、双工器、耦合器、阻抗匹配电路以及功率分配/合成器等也可以采用 IPD 技术实现.

功率分配器是射频及微波系统中的一种重要无源器件. 威尔金森功分器结构简单且具有的良好隔离度, 是使用最广泛的功分器结构之一. 随着超宽带技术的发展, 小体积、高性能的宽带功分器需求量也不断增加. 采用多节四分之一波长变换器代替四分之一波长传输线能够拓展传统威尔金森功分器带宽, 实现超宽带功分器. 例如, 文献[2]、[3]采用多节变换器结构分别实现了带宽为 1~18 GHz, 1~19 GHz 的威尔金森功分器. 但是从文献[2]、[3]可以看到, 采用多节威尔金森结构的功分器由于引入了太多四分之一波长传输线, 体积大大增加, 不利于微波系统的小型化. 采用电感电容等效四分之一波长传输线^[1]可以有效减小多节威尔金森功分器面积, 但牺牲了一部分带宽性能, 而且此种方式只适用于较低频段. 为了提高带宽且缩小功分器体积, 本文采用微带线形式的多节变换器并通过薄膜 IPD 工艺来实现超宽频带威尔金森功分器, 该功分器与上述文献提到的功分器相比, 适用频率范围更高, 体积大大减小. 目前各国大多已经确定或规划了自己的 5G 商用频段^[4-6], 例如美国联邦通信委员会 (FCC) 已经确定为美国网络运营商分配的毫米波频段为 27.5~28.5 GHz, 37~38.6 GHz, 38.6~40 GHz. 我国工信部也已经确定 5G 通信在 6GHz 以下的频段, 批复了 24.75~27.0 GHz 以及 37.5~42.5 GHz 用于我国 5G 技术研发试验频段. 针对上述 5G 频段, 本文设计了频带范围为 3~42.5 GHz 的宽带威尔金森功分器以覆盖我国以及美国等国家 5G 网络的全部频段.

2 电路设计与分析

2.1 IPD 工艺介绍

为了满足通信系统小型化的需求, 越来越多的器件开始采用系统级封装 (SIP) 或 LTCC 等封装技术, 实现器件小型化. 集成无源器件工艺作为 SIP 的一种重要解决方案, 采用集成电路工艺将无源器件集成在硅、砷化镓 (GaAs) 或玻璃等衬底上, 有效缩减了器件尺寸. 使用 IPD 工艺能够使系统在获得更小尺寸的基础上, 拥有更好的电学性能以及更高的系统稳定性. 砷化镓是一种常用的 IPD 工艺衬底材料, 属于宽禁带半导体, 相比锗、硅等传统半导体材

料电子迁移率更高, 有着更好的高频特性. 因此 GaAs 衬底 IPD 工艺相比其他类型 IPD 工艺寄生电容电感更小, 且更适合高频应用^[7]. 本文所设计的宽带威尔金森功分器即选择了 GaAs 衬底的 IPD 工艺.

图 1 是本设计采用的一种 GaAs 衬底的 IPD 工艺叠层示意图. 该工艺的最底层采用 100 μm 厚的 GaAs 衬底. 两层铜金属层 MET1, MET2 可以用来实现片上电容电感以及传输线. TaN 层用来做高精度薄膜电阻. 其中金属层 MET1 厚为 1 μm 主要作为传输线金属或 MIM 电容的底层金属. SiN 层主要用来作为 MIM 电容的介质层以及金属层的保护层. 金属层 MET2 厚为 2 μm , 可以用作 MIM 电容的上层金属. PI 层为电路保护层, 材料为 Polyimide (PI).

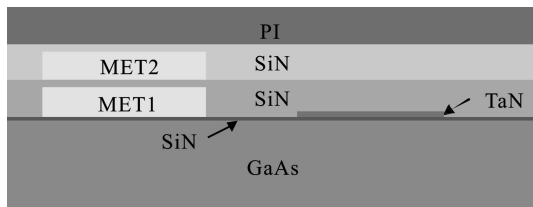


图 1 IPD 工艺的叠层截面图

2.2 宽带功分器设计实现

传统的两路等分威尔金森功分器采用如图 2 所示结构, 其中输入端的源阻抗、输出端的负载阻抗均为 Z_0 . 当功分器输出功率分配比为 1:1 时, 隔离电阻值为 $2Z_0$, 输入输出端口之间的两节四分之一波长传输线特征阻抗 Z_1 为 $\sqrt{2}Z_0$.

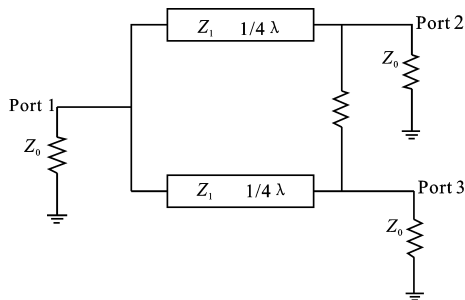


图 2 威尔金森功分器结构

传统威尔金森功分器只能在单频点及其相邻窄带工作. 为了拓展带宽, 威尔金森功分器中的四分之一波长传输线通常采用多节四分之一波长阻抗变换器代替, 从而构成多节级联宽带威尔金森功分器. 常用的多节阻抗变换器结构有二项式多节变换器以及切比雪夫阻抗变换器. 二项式多节变换器能在通带内

使输入端口回波损耗达到最佳,但带宽较窄. 切比雪夫变换器以通带内输入端口回波损耗的波纹为代价得到最佳的带宽. 为了使功分器带宽达到最佳,本文的宽带功分器中的多节阻抗变换器采用切比雪夫形式. 多节级联宽带功分器电路原理图如图 3 所示. 每节四分之一波长变换器中间的隔离电阻可以调节输出端口之间的隔离度.

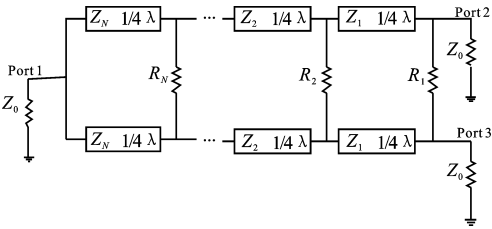


图 3 多节宽带威尔金森功分器电路原理图

通过奇偶模分析法可以得到多节宽带功分器的奇偶模等效电路如图 4、图 5 所示.

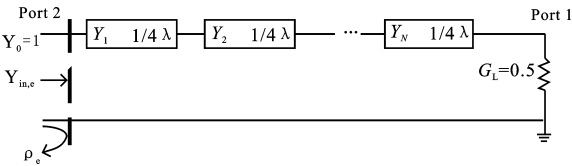


图 4 多节威尔金森功分器偶模等效电路

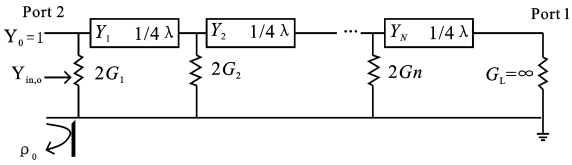


图 5 多节威尔金森功分器奇模等效电路

其中偶模等效电路可看作将阻抗 Z_0 匹配到阻抗 $2Z_0$ 的切比雪夫阻抗变换器. 根据小反射理论^[8], 可以到公式:

$$\Gamma(\theta) = Ae^{-jN\theta} T_n(\sec\theta_m \cos\theta_m) \quad (1)$$

$$\Gamma(\theta) =$$

$$\begin{cases} 2e^{-jN\theta} [\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta \\ + \cdots + \Gamma_n \cos(N-2n)\theta + \cdots \frac{1}{2} \Gamma_{N/2}], N \text{ 为偶数} \\ 2e^{-jN\theta} [\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta \\ + \cdots + \Gamma_n \cos(N-2n)\theta + \cdots \Gamma_{(N-1)/2} \cos\theta], N \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (2)$$

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \quad (3)$$

式中, $\Gamma(\theta)$ 为输出端口的反射系数; Γ_n 为局部反射系数; A 为通带内输入端口反射系数波纹的最大幅值. 根据以上各式可以得到各节传输线的特征阻

抗.

求解隔离电阻值可以根据图 5 所示奇模等效电路以及文献[9]中给出的经验公式.

在计算多节宽带功分器电路参数时, 需要根据输入端口反射系数 S_{11} 的指标确定通带内输入端口反射系数纹波的幅值, 即公式(1)中 A 的值. 而采用使带内纹波幅值 A 最小时对应的电路设计参数时, 会发现计算得到的微带线宽度过窄, 使得高频处纹波幅值高于设计指标且带宽有所下降. 此外, IPD 工艺通常对薄膜电阻长度以及最大承受功率有所限制, 因此计算得到的隔离电阻值过大会导致薄膜电阻长度超出工艺能够实现的最大值, 使宽带功分器实现难度增加且最大承受功率过小. 针对以上问题, 本文提出一种基于 MATLAB 优化选择宽带功分器参数的方法, 从而快速得到最佳的设计参数. 该方法关键步骤是利用 MATLAB 软件编程预先计算出当 A 值为 0.01, 0.02, ..., 0.3 时, 对应的各节传输线特征阻抗以及隔离电阻值. 在这些数据中找到隔离电阻值符合所选工艺要求的对应 A 值的最小值, 用此 A 值对应的传输线特征阻抗以及隔离电阻值进行原理图仿真, 观察输入端口反射系数 S_{11} 在高频处是否高于设计指标要求, 若 S_{11} 高于设计指标, 则选取另一组 A 值较大的电路参数进行仿真, 当仿真结果符合设计指标时, 进行版图仿真, 若版图仿真结果中 S_{11} 仍不满足指标要求, 则重复上述步骤. 当版图仿真结果中 S_{11} 满足指标要求时, 即得到通带内反射系数波纹幅值最小且 S_{11} 满足设计指标要求的各节传输线特征阻抗及对应隔离电阻值. 此时对应的多节宽带威尔金森功分器的传输特性、输出端口驻波特性以及隔离度也接近最佳值, 满足通常的指标要求. 具体优化流程如图 6 所示.

根据上述步骤得到了宽带威尔金森功分器的设计参数后在 ADS 射频仿真软件中画出原理图进一步仿真优化, 使宽带功分器各项指标尽可能达到最佳. 该方法使得多节宽带威尔金森功分器设计效率得到很大提高, 且保证了宽带功分器输入端口反射系数接近最佳.

本文设计了一款工作频带为 3~42.5 GHz 的超宽频带功分器. 该功分器采用如图 1 所示的 IPD 工艺实现. 根据图 6 所示设计流程得到的功分器的设计参数如表 1 所示. 根据得到的设计参数以及 ADS 仿真软件原理图, 使用 ADS layout 功能画出

- 1、MATLAB计算公式 (1) 中 A 值为 0.01~0.3 时, 对应的特征阻抗 $Z_1, Z_2, \dots, Z_N$ 及隔离电阻 $R_1, R_2, \dots, R_N$
- 2、从上述结果中选取一组隔离电阻值符合工艺要求且 A 值最小的设计参数
- 3、使用 ADS 等射频仿真软件进行原理图仿真
- 4、仿真结果若高频处 S_{11} 超出设计指标时, 选择 A 值更大的设计参数重复第 2 步、第 3 步
- 5、所选参数原理图仿真结果符合设计指标时, 进行版图仿真
- 6、版图仿真结果不符合设计指标时, 重复第 2-5 步
- 7、版图仿真结果符合设计指标时, 确定最终设计参数

图 6 MATLAB 优化设计参数

对应版图,最终得到的版图如图 7 所示. 该版图面积为 $3.1 \times 1.1 \text{ mm}^2$, 通过对比文献[1]、[2]中的宽带功分器(如表 2 所示)可以看出, 本文采用 IPD 工艺实现的宽带功分器极大地缩减了宽带威尔金森功分器尺寸.

表 1 宽带功分器设计参数

i	Z_i/Ω	R_i/Ω
1	57.58	379
2	63.03	441
3	69.81	304
4	77.31	204
5	84.63	149

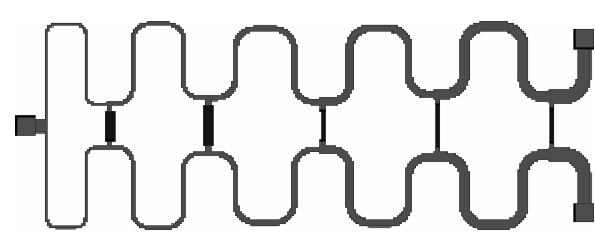


图 7 3~42.5 GHz 超宽带功分器版图

表 2 宽带威尔金森功分器尺寸对比

功分器尺寸/mm ²	
文献[1]	66 * 25
文献[2]	约 95 * 30
本文	3.1 * 1.1

3 仿真结果分析

本文利用 ADS 射频仿真软件以及 IPD 工艺芯片代工厂提供的 PDK 对设计的宽带威尔金森功分器进行了版图仿真验证, 仿真方式为 ADS 射频软件中的 momentum 电磁仿真. 仿真结果如图 8—11 所示.

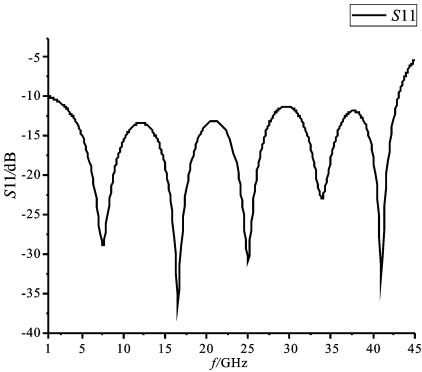


图 8 输入端口回波损耗曲线

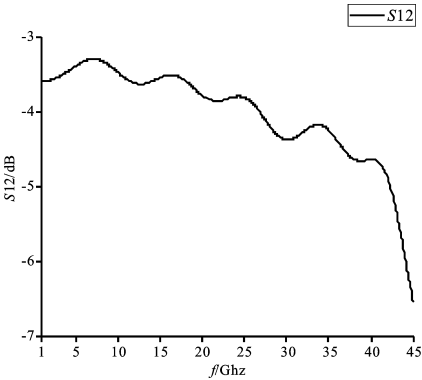


图 9 插入损耗曲线

通过仿真曲线可以看到所设计的宽带威尔金森功分器输入端口回波损耗在 1~43 GHz 频段内小于 -10dB. 插入损耗在 1~26.8 GHz 范围内小于 2 dB, 在 1~42.5 GHz 频段内小于 2 dB. 输出端口的回波损耗在 1.6~28.1 GHz 频率范围内小于 -15 dB, 在 28.1~44 GHz 频段内小于 -10 dB. 输出端口隔离度在 3~45 GHz 范围内小于 -15 dB, 在 5.5~45 GHz 范围内小于 -18 dB. 综上, 该功分器在 3~42.5 GHz 内满足多数通信系统中的应用指

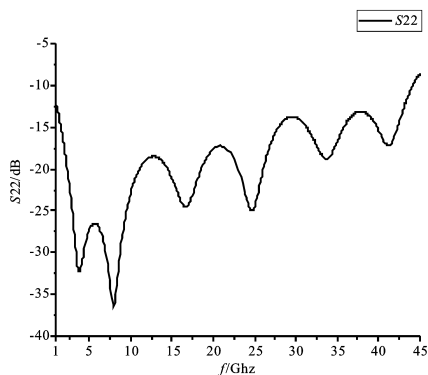


图 10 输出端口回波损耗曲线

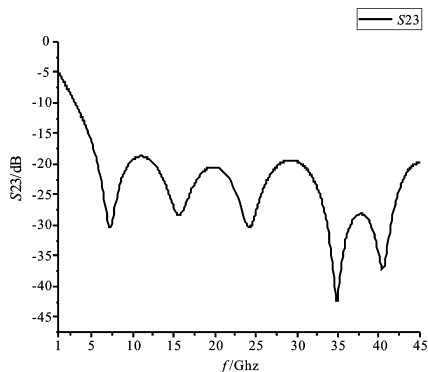


图 11 输出端口隔离度曲线

标要求,其工作频带可以覆盖我国未来 5G 通信的射频及毫米波频段。

4 结束语

本文采用 IPD 工艺,通过微带线形式的多节阻抗变换器代替传统威尔金森功分器中的四分之一波长传输线的方法,设计了一款工作频率范围为 3~42.5 GHz 的超宽带功分器,此外本文提出的基于 MATLAB 优化宽带功分器参数的方法提高了多节宽带威尔金森功分器设计效率及其输入端口的驻波特性。仿真结果表明该宽带功分器在 3~26.8 GHz 频率内插入损耗小于 1 dB,在 3~42.5 GHz 频段内小于 2 dB。输入输出端口回波损耗以及两端口的隔离度在 3~42.5 GHz 工作频带内小于 -10 dB。由于采用了 IPD 工艺,功分器版图面积可以控制在 $3.1 \times 1.1 \text{ mm}^2$ 以内,尺寸远小于传统威尔金森功分器,且可与其他电路模块一起集成到集成电路芯片中,有助于实现通信设备及系统的小型化。该功分器

的宽带特性使其在未来的 5 G 通信系统中有广泛的应用前景。

参考文献:

- [1] H. T. Kim, K. Liu, R. C. Frye. Design of Compact Power Divider Using Integrated Passive Device (IPD) Technology [C] // Electronic Components and Technology Conference. 2009; 1894-1899.
- [2] In Bok Kim, Ki Hyuk Kwon, Seung Bok Kwon, et al. Ultra-wideband Multi-section Power Divider on Suspended Stripline [C]. IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 2017; 427-430.
- [3] 杜姗姗,杨青慧,张怀武. 1~18 GHz 超宽带功分器的设计[J]. 压电与声光, 2017, 39(4): 499-500.
- [4] FCC. Use of Spectrum Bands Above 24 GHz For Mobile Radio Services, et al[OL]. 2016[07. 14]. <https://www.fcc.gov/document/spectrum-frontiers-ro-and-fnprm>.
- [5] 工信部. 工业和信息化部关于第五代移动通信系统使用 3300—3600MHz 和 4800—5000MHz 频段相关事宜的通知[OL]. 2017[11. 15]. <http://www.miit.gov.cn/n1146295/n1652930/n3757020/c5907905/content.html>
- [6] 工信部. 工业和信息化部批复新增 5G 技术试验用频[OL]. 2017[07. 14]. <http://www.miit.gov.cn/n1146285/n1146352/n3054355/n3057735/n3057743/c5730476/content.html>
- [7] C. Wang, W. S. Lee, F. Zhang, N. Y. Kim. A novel method for the fabrication of integrated passive devices on SI-GaAs substrate[J]. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2011, 52(9-12): 1011-1018.
- [8] Pozar D M. Microwave Engineering, 4th ed. [M]. New York: John Wiley & Sons, Inc, 2011.
- [9] 金辉, 羊恺, 张天良. 宽带 Wilkinson 功分器综合公式的缺陷与改进[J]. 微波学报, 2014, 30(2): 65-69.

作者简介:

李瑞鹏 男, (1992-), 硕士研究生, 研究方向为射频无源集成器件设计. E-mail: 1320978445@qq.com.

马 骁 男, (1982-), 博士, 高级工程师. 研究方向为射频无源集成器件设计.

慕福奇 男, (1957-), 研究员, 博士生导师. 研究方向为无线通信.

邱 昕 男, (1980-), 博士, 研究员, 硕士生导师. 研究方向为无线通信.