



一种改进的威尔金森功分器设计方法

摘要

针对无线通信中多通道收发机前端功分器模块设计中面临的端口隔离度不高、插入损耗偏大的问题,提出了一种改进的威尔金森功分器设计方法.该方法基于威尔金森功分器原理,利用 $1/4$ 信号波长传输线本身的长度增大功率分配端口的间距来满足系统中对于端口间距的要求,从而减小附加传输线带来的插入损耗,并采用HFSS电磁场仿真工具获取信号在传输线中的波长,由此设计了一款 1 分 2 和 1 分 4 威尔金森功分器.仿真结果表明该方法能够有效地提高功分器端口隔离度,并降低插入损耗.

关键词

隔离度;传输线;威尔金森功分器

中图分类号 TN626

文献标志码 A

收稿日期 2021-03-03

资助项目 国家自然科学基金(61874020,62025106);四川省科技计划项目(2019YFSY0007);四川省智能终端重点实验室项目(SCITLAB-0011)

作者简介

王杨洋,硕士生,从事射频毫米波电路与无源器件研究.201821020130@std.uestc.edu.cn

康凯(通信作者),男,博士,教授,主要研究方向为微波毫米波集成电路.kangkai@uestc.edu.cn

0 引言

在无线通信技术中,射频毫米波前端收发机因为单个通道的功率较小,为了增大发射功率,常采用多通道收发结构来提高收发机性能^[1],在毫米波相控阵雷达中,也常采用多通道结构来实现不同相位信号同时接收或发射的功能^[2].

在多通道无线通信系统中,为了实现多个通道与单个天线之间的连接,功分器是功率分配与合成的有效结构.其中基于巴伦结构的功分器插入损耗偏大且隔离度较差^[3-4],而威尔金森功分器因为具有较小的插入损耗和良好的端口匹配特性,在收发机系统中得到了广泛应用^[5].近年来有很多研究针对威尔金森功分器进行了改进及应用,如;Oh等^[6]为了减小功分器占用面积,采用 $1/6$ 信号波长的传输线来设计功分器,减小了传统 $1/4$ 波长传输线所要占用的版图面积,但是隔离度仅 12.7 dB,端口隔离度较差;Kim等^[7]同样为了减小功分器面积,采用集总元件的威尔金森功分器,达到了减小功分器版图面积的目的,但插入损耗偏大;Lin等^[8]基于耦合线理论设计的功分器,减小了功分器版图面积,并且有较小的幅度和相位不平衡性,但是功率分配端口隔离度不高.威尔金森功分器有插入损耗小、隔离度高的特点,在多通道系统中被广泛应用,但是每个通道端口之间有一定的距离,功分器功率分配端口与每个通道端口连接时必然需要较长的传输线连接,导致功分器插入损耗增大.

为了解决上述问题,本文基于威尔金森功分器原理提出了改进方法.该方法利用 $1/4$ 信号波长传输线本身的长度,将功率分配端口的间距增大,减小了满足端口间距的附加传输线长度,从而有效降低了插入损耗,同时不影响功率分配端口的隔离度.本文根据提出的改进方法设计了一款应用于中心频率 94 GHz、带宽为 6 GHz的毫米波 $4T4R$ 雷达芯片当中的 1 分 2 和 1 分 4 威尔金森功分器,插入损耗分别为 $0.76\sim 0.82$ dB和 $1.82\sim 2.07$ dB,隔离度均大于 24 dB.

1 改进的威尔金森功分器理论分析

威尔金森功分器原理^[9]如图1所示,其中传输线 L_1 、 L_3 分别为连接前后级模块的传输线,特征阻抗为 Z_0 , L_2 的特征阻抗为 $\sqrt{2}Z_0$, L_2 的长度为传输线中信号的 $1/4$ 波长,节点2和3之间的隔离电阻 R 电阻值为 $2Z_0$.功分器3个端口便能够同时满足阻抗匹配,且端口2和3之

¹ 电子科技大学 电子科学与工程学院(示范性微电子学院),成都,611731

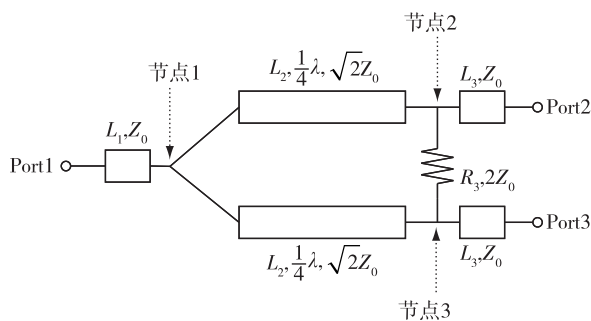


图1 威尔金森功分器原理^[9]

Fig. 1 Schematic of the Wilkinson power divider^[9]

间有良好的隔离度.在实际的功分器设计中,因为每个通道端口之间的距离是由电路版图决定的,所以功率分配端口根据系统需求是有一定间距的,而且在毫米波频段相邻通道端口之间的间距往往是几百甚至上千微米,因此连接通道端口和功率分配端口之间的附加传输线引入的插入损耗是显而易见的.为了减少附加的传输线长度,本文提出利用 1/4 信号波长传输线 L_2 的本身长度,将功率分配端口的间距增大;同时为了满足端口的匹配特性,改变连接隔离电阻的传输线长度和隔离电阻 R 取值.改进的威尔金森功分器原理如图 2 所示.

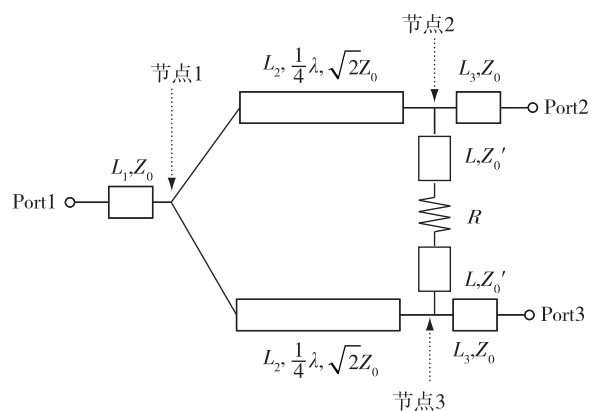


图2 改进的威尔金森功分器原理

Fig. 2 Schematic of the improved Wilkinson power divider

假设节点 2 与隔离电阻连接的传输线长度为 L , 特征阻抗是 Z_0' , 在功分器半边电路分析中,由传输线理论可以得知图 2 中节点 2 所看到的等效隔离电阻^[9] 为

$$Z_{eq} = Z_0' \frac{R/2 + jZ_0' \tan(\beta L)}{Z_0' + j(R/2) \tan(\beta L)}, \quad (1)$$

其中 β 为传输线 L 的相位常数,为了满足 $Z_{eq} = Z_0$, 那么隔离电阻阻抗 R 为

$$R = 2 \frac{Z_0'(Z_0 + jZ_0' \tan(\beta L))}{Z_0' - jZ_0' \tan(\beta L)} = \frac{2Z_0' Z_0 [1 - \tan^2(\beta L)] + j(Z_0'^2 + Z_0^2) \tan(\beta L)}{Z_0'^2 + Z_0^2 \tan^2(\beta L)}. \quad (2)$$

选取连接隔离电阻的传输线 L 长度不超过 1/18 信号波长,以使得式(2)中 $\tan(\beta L) \ll 1$, 那么有 $R \approx 2Z_0$, 隔离电阻便能方便取值.

信号在传输线中传播时,传输线长度与信号波长、相位等特征关系可由式(3)给出:

$$L_{line} = vt = \lambda ft = \lambda \frac{\omega}{2\pi} t = \lambda \frac{\phi}{2\pi}, \quad (3)$$

其中 L_{line} 表示传输线长度, v 是传输线中信号传播速度, t 表示信号传播时间, f 为信号频率, λ 表示传输线中信号波长, ω 表示角频率, ϕ 表示相位.可以得出传输线中信号相位与传输线长度成正比的关系.在线宽与参考地平面已经确定的前提下,即特征阻抗确定时,已知工作频率 f_{op} 的信号在长为 L_{line} 的传输线中传播的相移量 ϕ_L , 那么便可以得到该频率下的波长为

$$\lambda_{op} = \frac{L_{line} 2\pi}{\phi_L}. \quad (4)$$

2 仿真设计验证

本文中设计的 1 分 2 和 1 分 4 功分器中心频率为 94 GHz, 采用 CMOS 65 nm 工艺.雷达系统中功分器前后级阻抗均为 50 Ω , M4 层作为地平面, 选取 M9 层作为功分器传输线, 因为 M9 层是厚金属层, 损耗小, 且离地平面远, 对地寄生效应比较小.选取该工艺允许的最小线宽 2 μm , 特征阻抗为 60.38 Ω 的传输线为 L_2 , 以便选取接近 50 Ω 特征阻抗的特征阻抗为 42.82 Ω , 线宽为 6 μm 的传输作为 L_1 和 L_3 , 即输入和输出连接线来减小端口阻抗失配.

由上文提出的设计方法可以得到 L_2 长度为 540 μm , 那么 1/18 信号波长为 120 μm .取传输线 L_1 和 L_3 长度为 10 μm , 隔离电阻 R 电阻值取 86 Ω , HFSS 模型如图 3 所示.

为了减小版图面积和信号传输方向长度, L_2 采用折叠蛇形走线.为了避免传输线之间的耦合效应影响功分器的性能,将传输线间距设置在 3 倍线宽以上, 这里线间距 $S = 20 \mu\text{m}$.

通过仿真不同长度的连接隔离电阻的传输线 L 来验证前文中提出的传输线长度对于功分器性能的

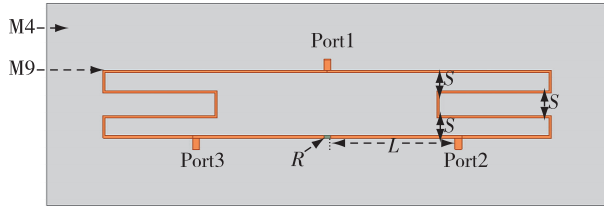


图3 1分2功分器 HFSS 模型俯视图

Fig. 3 Top view of the 1 to 2 power divider in HFSS

影响.仿真结果如图4所示,其中横坐标为频率,纵坐标为S参数幅度的对数值(单位为dB).

可以印证前文中所提出的,当连接隔离电阻的传输线L的长度为1/18信号波长时,功分器有良好的端口匹配性,提高了功分器隔离度等特性.综上所述,1分2功分器中连接隔离电阻的传输线长度设计为L=120 μm.

由此,本文中设计的1分2功分器仿真结果如图5所示,其中 S_{11} 、 S_{22} 、 S_{33} 为3个端口的回波损耗, S_{32} 为隔离度, S_{21} 、 S_{31} 为插入损耗.

在1分2功分器基础上,以级联的形式设计1分4功分器.为了满足系统中相邻功率分配端口间距为488 μm的设计要求,其中连接第1级1分2功分器功率分配端口与第2级1分2功分器功率合成端口的传输线长度 $L_{inter} = 380 \mu\text{m}$,第2级1分2功分器功率分配端口在原有间距的基础再增加260 μm,因为电阻部分有6 μm长度,也就达到了端口间距488 μm的设计要求.HFSS模型如图6所示.

仿真结果如图7所示,其中 S_{11} 、 S_{22} 、 S_{33} 、 S_{44} 、 S_{55} 为3个端口的回波损耗, S_{32} 、 S_{42} 、 S_{52} 、 S_{43} 、 S_{53} 、 S_{54} 为隔离度, S_{21} 、 S_{31} 、 S_{41} 、 S_{51} 为插入损耗.

本文提出的改进的威尔金森功分器仿真结果与其他已发表的功分器对比如表1所示.在91~97

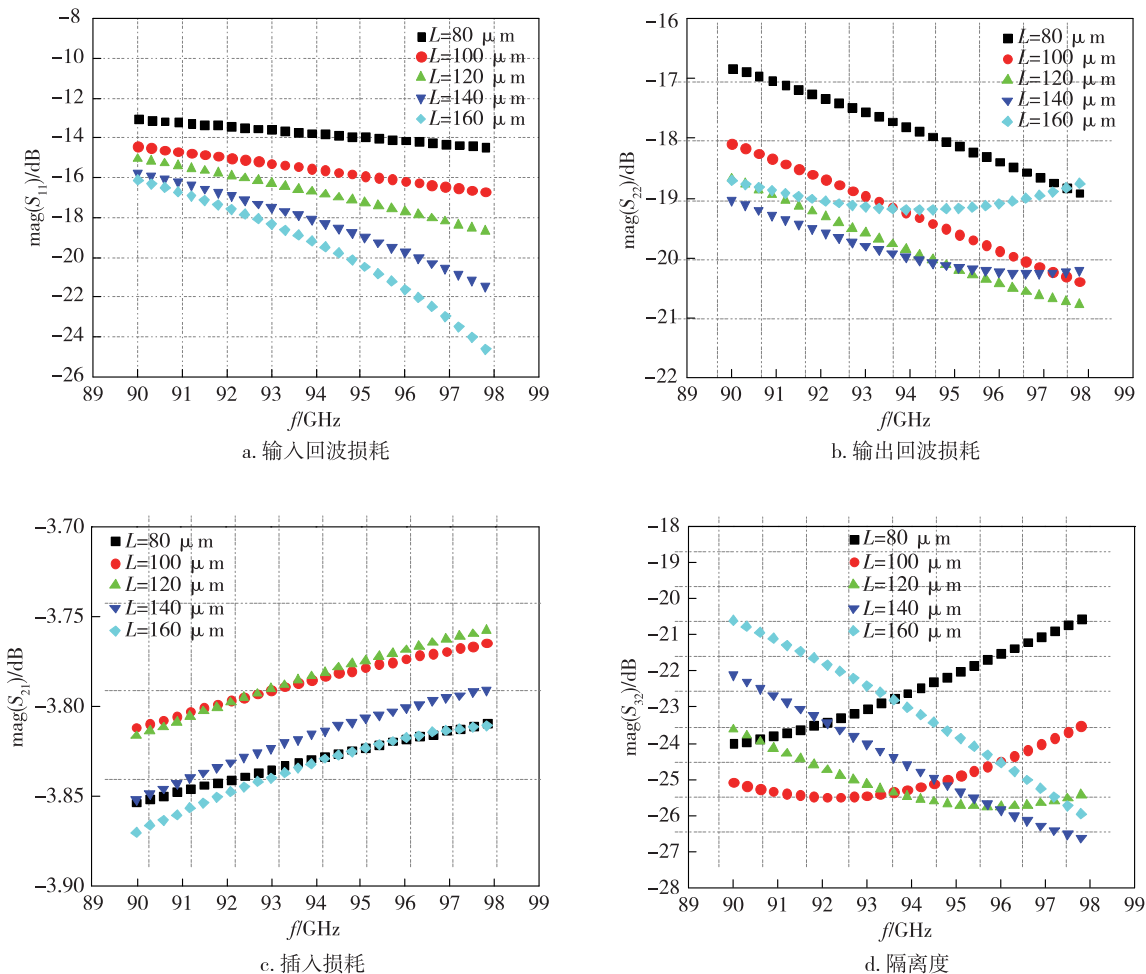


图4 不同长度传输线L仿真结果

Fig. 4 Simulation results for transmission lines with different lengths
a. input return loss; b. output return loss; c. insertion loss; d. isolation

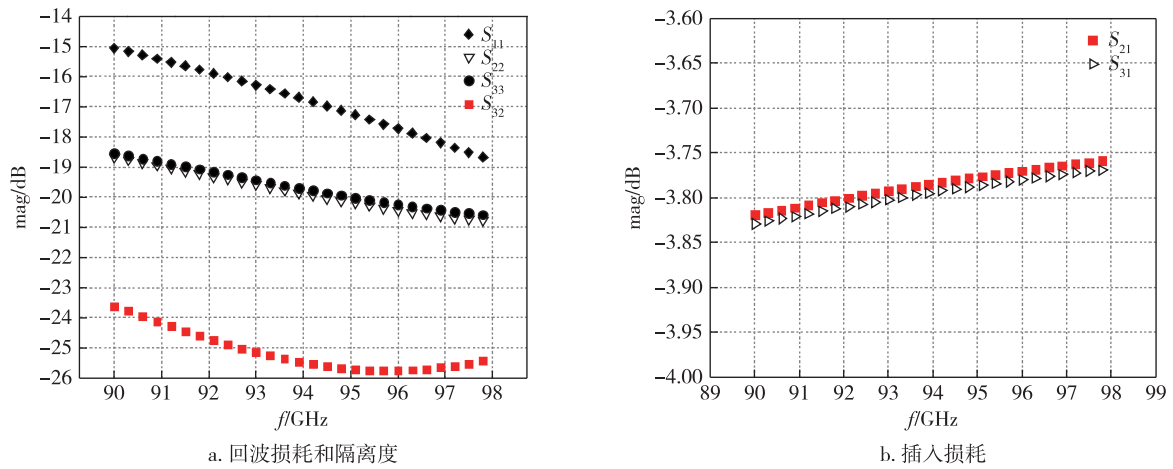


图5 1分2功分器仿真结果

Fig. 5 Simulation results for the 1 to 2 power divider a.return loss and isolation;b.insertion loss

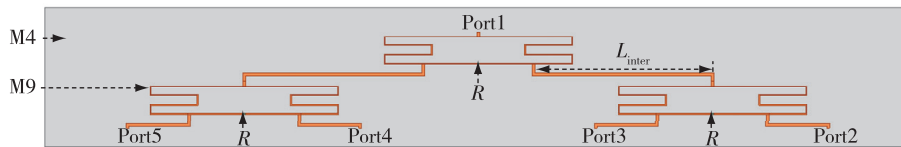


图6 1分4功分器 HFSS 模型俯视图

Fig. 6 Top view of the 1 to 4 power divider in HFSS

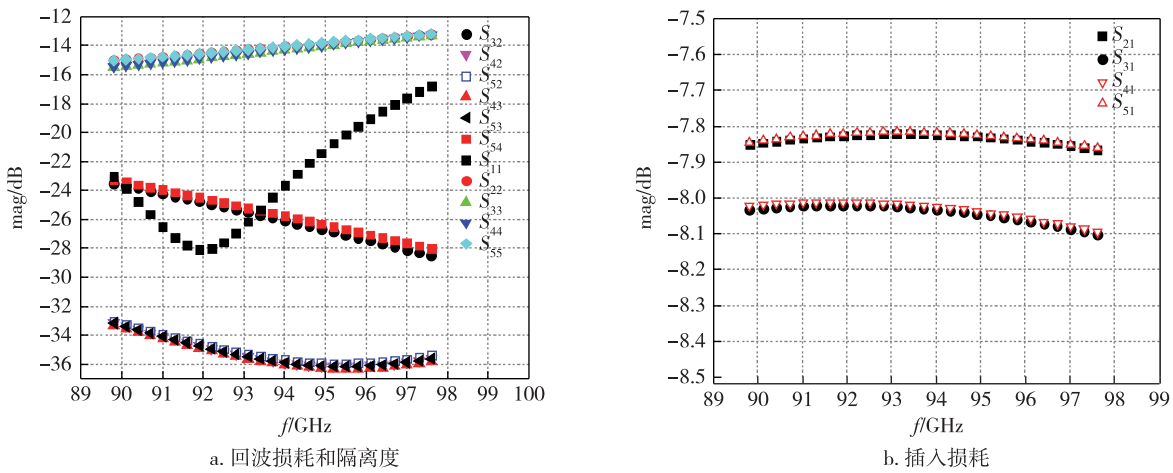


图7 1分4功分器仿真结果

Fig. 7 Simulation results for the 1 to 4 power divider a.return loss and isolation;b.insertion loss

表1 功分器参数对比

Table 1 Parameter comparison of power dividers

| | 结构 | 工艺 | 频率/GHz | 插入损耗/dB | 输入回波损耗/dB | 输出回波损耗/dB | 隔离度/dB |
|------------------------|------------|----------------|--------|-----------|-----------|-----------|---------|
| MWCL ^[10] | 1分2威尔金森功分器 | 0.18 μm BiCMOS | 46 | 1 | 21 | 16 | 17.5 |
| TCAS-I ^[3] | 1分2巴伦功分器 | 90 nm CMOS | 94 | 1.68 | 20.1 | 7.9 | 6.8 |
| 本文 | 1分2威尔金森功分器 | 65 nm CMOS | 91~97 | 0.76~0.82 | 15~18 | 18.8~20.5 | 24~25.7 |
| RWS ^[4] | 1分4路巴伦功分器 | 90 nm CMOS | 90~100 | 2.1~2.3 | | | |
| TCAS-I ^[11] | 1分4威尔金森功分器 | 90 nm CMOS | 95 | 1.51 | 23.3 | | |
| 本文 | 1分4威尔金森功分器 | 65 nm CMOS | 91~97 | 1.82~2.07 | 18~28 | 13~15 | 24~36 |

GHz 范围内,1分2功分器与1分4功分器插入损耗分别为0.76~0.82 dB和1.82~2.07 dB;端口隔离度分别为24~25.7 dB和24~36 dB.从仿真结果性能对比可以看出,相较于其他工作,本文改进的威尔金森功分器插入损耗减小约0.3 dB,端口隔离度提高约7 dB.

3 结束语

针对无线通信系统中,毫米波多通道收发机和相控阵雷达常采用的功分器插入损耗偏大、端口隔离度不高的问题,提出了一种改进的威尔金森功分器的设计方法.该方法从威尔金森功分器基本理论出发,合理利用了 $1/4$ 信号波长传输线本身的长度,减小了满足端口间距的附加传输线长度,降低了插入损耗,又考虑了连接隔离电阻的传输线长度与电阻值大小对功分器性能的影响,在增大功率分配端口间距的同时不会恶化端口隔离度和回波损耗.根据提出的设计方法,设计完成一款中心频率为94 GHz,带宽6 GHz的1分2和1分4功分器,仿真结果表明:在91~97 GHz范围内,1分2功分器与1分4功分器插入损耗分别为0.76~0.82 dB和1.82~2.07 dB;端口隔离度分别为24~25.7 dB和24~36 dB.

参考文献

References

- [1] Trotta S, Dehlink B, Reuter R, et al. A multi-channel Rx for 76.5 GHz automotive radar applications with 55 dB IF channel-to-channel isolation[C] // 2009 European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). September 28-29, 2009, Rome, Italy. IEEE, 2009: 192-195
- [2] Fujibayashi T, Takeda Y, Wang W H, et al. A 76-to-81-GHz multi-channel radar transceiver[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2017, 52(9) : 2226-2241
- [3] Lin Y S, Wang Y E. Design and analysis of a 94-GHz CMOS down-conversion mixer with CCPT-RL-based IF load[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2019, 66(8) : 3148-3161
- [4] Lin Y S, Kao M H, Lan K S. CMOS four-way power divider for W-band power amplifiers[C] // 2019 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS). January 20-23, 2019, Orlando, FL, USA. IEEE, 2019: 1-4
- [5] Knapp H, Treml M, Schinko A, et al. Three-channel 77 GHz automotive radar transmitter in plastic package[C] // 2012 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. June 17-19, 2012, Montreal, QC, Canada. IEEE, 2012: 119-122
- [6] Oh H M, Lim J T, Lee J E, et al. 28 GHz Wilkinson power divider with $\lambda/6$ transmission lines in 65 nm CMOS technology[C] // 2016 46th European Microwave Conference (EuMC). October 4-6, 2016, London, UK. IEEE, 2016: 206-209
- [7] Kim J G, Rebeiz G M. Miniature four-way and two-way 24 GHz Wilkinson power dividers in 0.13 μm CMOS[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2007, 17(9) : 658-660
- [8] Lin Y S, Lan K S. Coupled-line-based ka-band CMOS power dividers[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2020, 30(3) : 253-256
- [9] Pozar D M. 微波工程[M]. 张肇仪, 周乐柱, 吴德明, 等译. 北京: 电子工业出版社, 2015
- [10] 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
- [11] Lin Y S, Nguyen V K. 94-GHz CMOS power amplifiers using miniature dual Y-shaped combiner with RL load[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2017, 64(6) : 1285-1298

An improved design of Wilkinson power divider

WANG Yangyang¹ WU Yunqiu¹ ZHAO Chenxi¹ KANG Kai¹

¹ School of Electronic Science and Engineering (National Exemplary School of Microelectronics), University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731

Abstract This paper proposes an improved Wilkinson power divider design scheme to solve the low port isolation and large insertion loss in the front-end power divider module of the multi-channel transceiver in wireless communication. Based on the principle of Wilkinson power divider, this design uses the $1/4$ signal wavelength transmission line itself to increase the space between the power distribution ports, thereby reduces the insertion loss caused by additional transmission lines. And the HFSS electromagnetic field simulation tool is employed to obtain the wavelength of the signal in the transmission line. According to the proposed scheme, both 1 to 2 and 1 to 4 Wilkinson power dividers are designed. The simulation results show that this design can effectively reduce the insertion loss and improve the port isolation of the power divider.

Key words isolation; transmission line; Wilkinson power divider