

基于枝节加载技术的宽带分支线耦合器

王兵凯, 李 斌, 魏 浩, 兰宝岩, 唐陆瑶

(中国电子科技集团公司 第 54 研究所 通信软件与专用集成电路设计国家工程研究中心, 石家庄 050081)

摘要: 针对当前通信系统对宽频带和高平坦度耦合器的需求, 设计了一款基于枝节加载技术的新型宽带分支线耦合器; 在对耦合器奇偶模分析过程中将奇偶模模型视为枝节滤波器, 在模型端口引入半波长微带线, 显著提高了奇偶模模型的带宽和平坦度; 将该优化方案代入耦合器本体, 有效提升了耦合器的带宽; 同时为了控制耦合器的尺寸, 采用枝节加载技术等效替换耦合器微带线与加载线, 在提升耦合器带宽的前提下有效控制了耦合器的尺寸, 在此基础上通过弯曲传输线保证电路结构的紧凑进一步控制耦合器尺寸; 通过电磁仿真软件进行优化设计, 所得的耦合器在 2.58~3.12 GHz 带宽内平坦度低于 0.4 dB, 回波损耗大于 20 dB, 带内耦合端口与直通端口的输出信号幅度差异不超过 0.34 dB, 且相位差处于 $90^{\circ} \pm 2^{\circ}$ 之间。耦合器尺寸约为 22.64 mm × 19.63 mm, 对所设计的耦合器进行实物加工测试, 测试结果与设计仿真结果较为贴近, 证明了设计的有效性。

关键词: 枝节加载; 宽带; 分支线耦合器; 平坦; 奇偶模分析

Broadband Branch-line Couplers Based on Stub-loading Technique

WANG Bingkai, LI Bin, WEI Hao, LAN Baoyan, TANG Luyao

(National Engineering Research Center of Communication Software and Asic Design,

The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: In response to the requirement of current communication systems on wide bandwidth and high flatness couplers, this paper presents a new wideband branch-line coupler based on stub-loading technology. During even-odd mode analysis, the even-odd mode model is treated as a stub filter. Half wavelength microstrip lines are introduced at the model ports to significantly improve the bandwidth and flatness of the even-odd mode model. This optimization scheme is then applied to the coupler body, effectively enhancing the bandwidth. And then, to control the size of the coupler, the stub-loading technology is used to equivalently replace the microstrip line and loading line of the coupler. This method effectively controls the size while improving the bandwidth. On this basis, using bent transmission lines ensures a compact circuit structure, further controlling the size of the coupler. Through optimization design of electromagnetic simulation software, the obtained coupler achieves a flatness of below 0.4 dB and a return loss greater than 20 dB within the bandwidth of 2.58 GHz to 3.12 GHz. The output signal amplitude difference between the coupling port and direct port does not exceed 0.34 dB, with a phase difference within $90^{\circ} \pm 2^{\circ}$. The coupler size is 22.64 mm × 19.63 mm (approximately $0.5 \lambda \times 0.5 \lambda$). The designed coupler is processed and tested, and the results are consistent with the designed results, proving the effectiveness of the designed coupler.

Keywords: stub-loading; broadband; branch-line coupler; flat; odd-even mode analysis

0 引言

进入 21 世纪以来, WiFi、5G、雷达、卫星通讯等无线通讯技术飞速发展, 与之息息相关的微波元器件也得到了显著进步, 并广泛应用于军用和民用领域^[1-2]。在军用领域, 微波元器件是构建高性能军事通讯系统的基础要素。混频器、移相器、放大器等器件在军用雷达系统、通讯系统和电子对抗系统中均有广泛应用。在民

用领域, 微波元器件同样至关重要, 天线、滤波器、功率放大器等器件广泛应用于移动通讯设备如手机和平板电脑。此外, 在汽车行业中, 随着新能源汽车的发展, 雷达、功率放大器等微波设备依托于汽车导航技术、通信技术与智能驾驶技术的普及, 得到了更加广泛的应用^[3-4]。

3 dB 耦合器在射频器件和微波系统中是不可或缺的重要元器件。在实际应用中, 耦合器有多种类型。根

收稿日期: 2024-12-31; 修回日期: 2025-02-10。

作者简介: 王兵凯(1999-), 男, 硕士研究生。

引用格式: 王兵凯, 李 斌, 魏 浩, 等. 基于枝节加载技术的宽带分支线耦合器[J]. 计算机测量与控制, 2025, 33(4): 192-199.

据传输线分类, 耦合器大致分为 3 类: 波导耦合器、同轴线耦合器和微带线耦合器。波导耦合器体积较大, 更适用于连接处和外部连接器件, 但不利于集成化和小型化。同轴线耦合器基于电缆设计, 尺寸也较大, 不利于高度集成化和小型化。相比之下, 微带线耦合器基于微带线理论设计制造, 由介质板和金属微带线组成。在同等性能下, 微带线耦合器的尺寸更小, 结构简单, 有利于设备的集成化与小型化。微带线耦合器^[5-7]主要分为 3 类: 平行线耦合器、Lange 耦合器^[8-9]和分支线耦合器。平行线耦合器通过两条平行的微带线进行电磁耦合, 通过调整两条微带线的长度, 线宽和间距来调整耦合器的耦合度, 相位等性能。该耦合器结构简单, 广泛应用于检波等需要耦合小信号的场景中。然而, 单节的平行线耦合器难以实现 3 dB、6 dB 等高耦合度。虽然通过 N 阶级联结构可以实现 3 dB 高耦合度设计, 但是该设计方式难以提高耦合器的带宽和带内性能的一致性, 且多级级联的结构势必导致耦合器尺寸的暴涨, 难以适应当前微波系统对耦合器小型化的需求。Lange 耦合器和分支线耦合器均可实现 3 dB 的高耦合度。该耦合器通过使用几根平行线构建交趾结构以提高微带线两边缘的杂散场对耦合度的贡献从而提高耦合度, 但其设计和工艺复杂, 使用了金丝线键合或介质桥工艺, 且耦合线的尺寸很小, 对加工精度要求较高, 加工容易出现误差, 对性能产生较大的影响。分支线耦合器是一种纯微带结构, 由四分之一波长的主线, 复线和若干分支线组成, 结构简单, 在中心频率附件, 耦合器的两个输出端口之间存在着 90°的相移, 在现代无线通信技术中发挥着重要的作用, 但是随着通信技术和标准的发展, 微波系统面临着越来越高标准的要求。而分支线耦合器作为微波系统的前端元器件, 不仅需要更大的带宽, 同时还要小尺寸, 带内平坦。目前国内针对耦合器的研究主要集中在这几方面。文献 [10] 设计了一种传统的分支线耦合器, 其尺寸为 0.25 × 0.25, 相对带宽仅约为 10%, 且在带内直通信号与耦合信号的幅度差距较大。文献 [11] 采用 T 型微带线来等效替换四分之一波长微带线设计分支线耦合器。文献 [12-14] 中采用 π 型微带线进行等效替换。文献 [15] 使用鱼骨型加载枝节设计小型分支线耦合器。虽然三者均有效减小了耦合器的有效缩小了耦合器的尺寸, 但对其工作性能并没有实质性的提升。耦合器的工作带宽依然较低, 两个输出端口的信号仍然具有较大偏差。文献 [16] 采用三支线设计来提高耦合器的工作带宽, 虽然带宽有所提高, 但在带宽内耦合器的耦合输出量和直通输出量的偏差仍然较大, 且带内平坦度较差, 难以保证使用时的性能一致性。

通过半波长开路枝节加载的方法以 2.9 GHz 为中

心频率设计了一种宽带且带内性能平坦的分支线耦合器。为了缩减耦合器的尺寸, 采用了 T 型微带线的等效替换。最终加工的实物尺寸为 22.64 mm × 20 mm, 在 2.58~3.12 GHz 频段内, 回波损耗高于 20 dB, 平坦度低于 0.4 dB, 两端口相位端口相位差在 90°±2° 以内, 性能较为优秀, 具有较高的实用价值。

1 传统分支线耦合器结构与原理

传统的分支线耦合器是一种四端口无源器件, 如图 1 所示。其端口功能分别为: 1 端口为输入端口, 2 端口为直通端口, 3 端口为隔离端口, 4 端口为耦合端口。由于分支线耦合器是对称元器件, 因此在实际应用中并没有固定的放置方向, 只需指定输入端口即可。

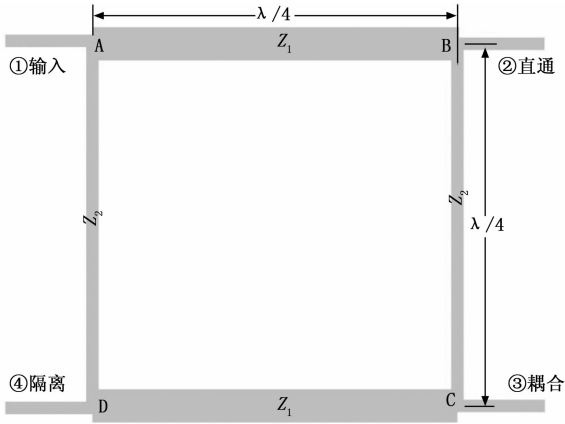


图 1 传统分支线耦合器

对传统分支线耦合器进行奇偶模分析^[17-18]。在注入偶模信号的时候, 两分支线的中点为电压的波腹, 电流的波节。此时可理解为, 在分支线中点处发生了开路。因此将耦合器的上下两部分中的一部分拿出来单独讨论即可。此时耦合器的偶模模型如图 2 所示。

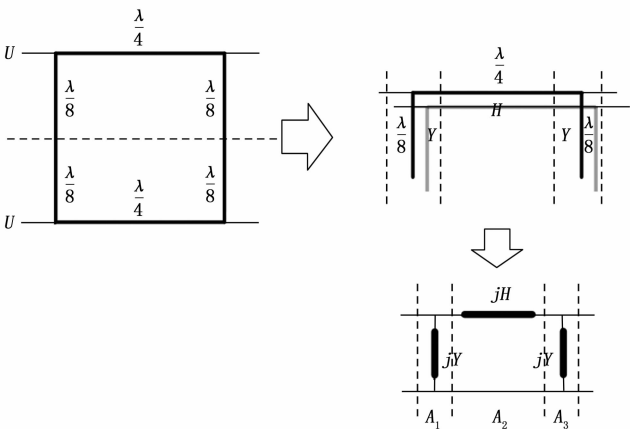


图 2 分支线耦合器偶模分析模型

假设偶模模型中的主线与复线导纳为 H , 八分之一波长的开路分支线导纳为 Y 。如图 2 所示, 为了计算的便利, 将偶模模型沿虚线分为 3 部分。整个模型也就

等效为串联的 3 个部分。分别设 3 个部分的状态转移矩阵为 $\mathbf{A}_1$ 、 $\mathbf{A}_2$ 、 $\mathbf{A}_3$ ，整个模型的状态转移矩阵设为 $\mathbf{A}$ 。

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & j\frac{1}{H} \\ jH & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 * \mathbf{A}_2 * \mathbf{A}_3 \quad (2)$$

通过 $\mathbf{A}$ 矩阵转换得出偶模模型的 $\mathbf{S}$ 参数矩阵。

$$\mathbf{S}_e = \frac{1}{-2Y + j\left(H + \frac{1}{H} - \frac{Y^2}{H}\right)} * \begin{bmatrix} j\left(\frac{Y^2}{H} + \frac{1}{H} - H\right) & -2\left(1 - j\frac{Y^2}{H^2}\right) \\ 2 & j\left(\frac{Y^2}{H} + \frac{1}{H} + H\right) \end{bmatrix} \quad (3)$$

通过矩阵转化可以得出偶模模型的 $\mathbf{S}$ 参数矩阵，偶模模型的反射系数 Γ_e 和传输系数 T_e 分别为 S_{e11} 和 S_{e21} 。在偶模激励下（①③端口加压 U ）耦合器输入端口①和隔离端口③电压为 $U(1 + \Gamma_e)$ ，直通端口②和耦合端口④电压为 UT_e 。

对分支线耦合器进行奇模分析，在耦合器的输入端口和隔离端口分别加入电压为 U 和 $-U$ 的差模信号。在差模信号作用下，分支线的对称点处为电压波节和电流波腹。此时该位置可视为短路点，可将其视为短路。奇模模型如图 3 所示。

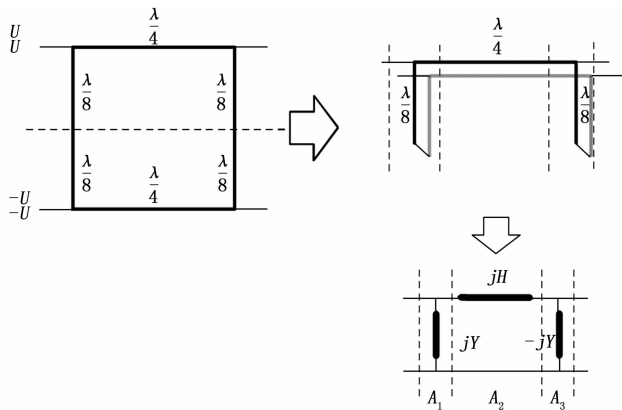


图 3 分支线耦合器奇模分析模型

假设奇模模型中的主线索纳为 H ，八分之一波长的短路分支线索纳为 $-jY$ ，通过矩阵转化可以得出奇模模型的 $\mathbf{S}$ 参数矩阵，奇模模型的反射系数 Γ_o 和传输系数 T_o 分别为 S_{o11} 和 S_{o21} 。在奇模激励下（输入端口①加电压 U ，隔离端口③加电压 $-U$ ），①—④ 4 个端口的电压依次为： $U(1 + \Gamma_o)$ ， UT_o ， $-U(1 + \Gamma_o)$ ， $-UT_o$ 。

通过将奇偶模模型叠加分析分支线耦合器。在理想状态下，分支线耦合器的隔离端输出信号为零，回波损耗低。叠加奇偶模分析即可得出：

$$\Gamma_e - \Gamma_o = 0; \Gamma_e + \Gamma_o = 0 \quad (4)$$

代入 $\mathbf{S}$ 参数可推导出：

$$Y^2 = H^2 - 1 \quad (5)$$

通常分支线耦合器的耦合系数为 3 dB，可计算得 $Y = 1$ ， $H = \sqrt{2}$ 。进而得出传统分支线耦合器的主线阻抗 $Z_1 = 35.5 \Omega$ ，分支线的特性阻抗 $Z_2 = 50 \Omega$ 。

根据奇偶模分析结果设计中心频率为 2.9 GHz 的传统分支线耦合器。该耦合器设计中采用相对介电常数为 9.9，厚度为 0.508 mm 的氧化铝陶瓷基板。使用电磁仿真软件仿真优化，耦合器如图 4 所示， $l_1 = 9.2$ mm， $l_2 = 10.09$ mm， $w_1 = 0.907$ mm， $w_2 = 0.477$ mm。

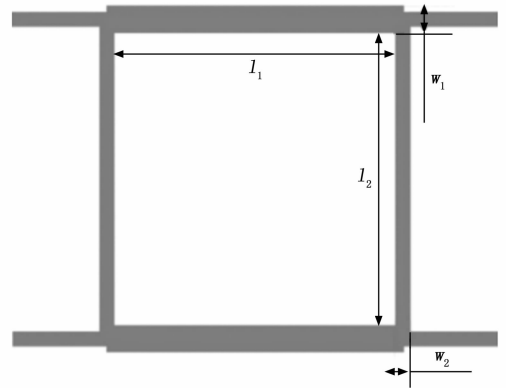


图 4 分支线耦合器结构

仿真结果如图 5 所示，从图中可以看出回直通量与耦合度性能较为平坦的带宽只有 300 MHz 左右。在带宽之外耦合器的性能随着频率的变化下降明显。

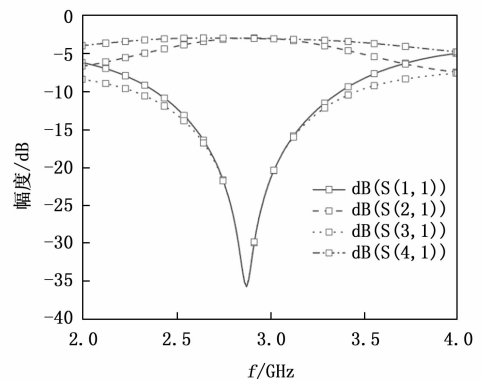


图 5 传统分支线耦合器幅频特性

2 新型耦合器设计

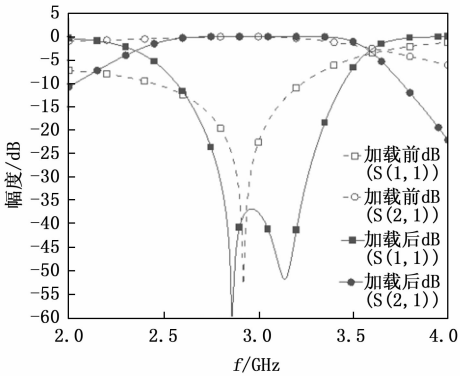
2.1 耦合器的宽带化设计

由于传统分支线耦合器的性能随频率变化程度较大，难以满足宽带工作的要求，因此提高分支线耦合器的工作带宽成为耦合器发展的主要方向之一。目前为止，提高分支线耦合器带宽的方法主要是增加分支线的数量。如文献 [16] 采用 3 分支线结构设计。该设计方法有效提高了耦合器的带宽，但是该耦合器的带内平坦

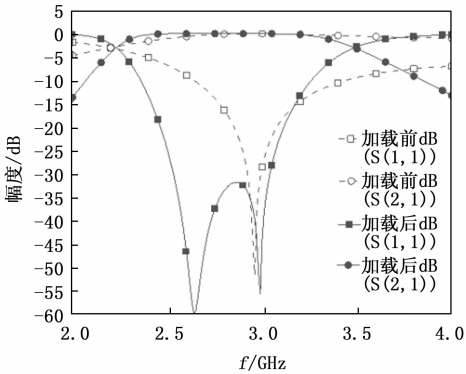
度, 回波损耗等性能仍然较差。

从上一节奇偶模分析中可以看出, 分支线耦合器的耦合度等性能参数与奇偶模模型的幅频性能密切相关。从图 6 可以看出, 传统分支线耦合器的奇偶模模型的带宽较窄。因此, 可以从提高奇偶模模型带宽的思路出发来提高分支线耦合器的带宽。

以偶模模型为例, 分支线耦合器偶模模型的基本结构如图 6 所示, 该结构耦合器仿真结果如图 6 (a) 所示。从仿真结果来看, 可以将偶模模型视为带宽极窄的枝节滤波器。枝节滤波器可通过在两端口四分之一波长处引入半波长枝节提高带宽。图 6 (a) 展示了加载半波长枝节前后的偶模模型的仿真性能, 通过加载枝节, 耦合器偶模模型的带宽从 2.86~3.0 GHz 提升至 2.47~3.11 GHz。仿真结果表明加载枝节确实对提高耦合器偶模模型的带宽有效。



(a) 加载枝节前后偶模模型性能对比



(b) 加载枝节前后奇模模型的性能对比

图 6 枝节加载前后奇偶模模型仿真结果

与偶模仿真同理, 对奇模模型进行枝节加载的操作, 其性能变化如图 6 (b) 所示, 奇模模型的带宽从 2.86~3.07 GHz 提升至 2.47~3.11 GHz, 仿真结果表明加载半波长开路枝节对奇模模型同样有提升带宽的作用。

通过上方奇偶模模型仿真证明了加载枝节对奇偶模模型有提升带宽的作用。进一步将加载半波长开路枝节的方法应用于完整的分支线耦合器结构中。如图 7 (a)

所示, 分别在 4 个端口四分之一波长处加载半波长开路枝节。加载开路枝节后的耦合器仿真结果如图 7 (b) 所示, 在回波损耗大于 20 dB 时的工作带宽从原本的 2.72~3.02 GHz (300 MHz) 提升至 2.6~3.2 GHz (600 MHz), 带宽提升幅度高达 100%。由此可以看出, 加载半波长开路枝节能够有效地提升分支线耦合器的带宽。

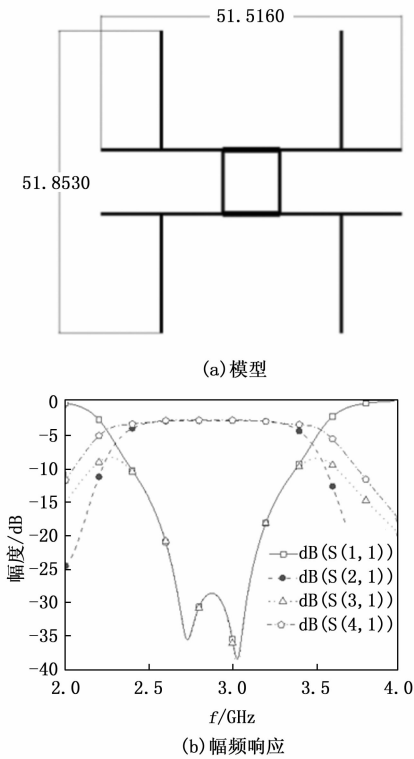


图 7 加载半波长后的耦合器

虽然改进后的耦合器性能有所提升, 但其尺寸也随之增大。通过观察图 7 (a), 可以发现改进后的耦合器电路结构尺寸高达 51.52 mm×51.85 mm 大约为 1.25 λ×1.25 λ。如此大的尺寸难以适应实际工程的应用场景。因此需要在提升耦合器带宽的前提下, 限制耦合器尺寸暴涨。

2.2 宽带分支线耦合器的小型化设计

上述宽带分支线耦合器由大量四分之一波长微带线和二分之一波长加载线组成。未经优化布置的微带线占据了大量的空间, 导致分宽带分支线耦合器模型的内部有大量空白版图, 空间利用率低, 该设计不仅不利于器件的集成化与小型化还对加工材料造成了浪费。可以通过缩减微带线的尺寸优化版图布置等多种方式进缩小整个耦合器的尺寸, 提高版图的空间利用率。

微带线的特性阻抗和电长度决定了微带线的长度和宽度。要实现小型化需要缩减微带线的长度。然而单纯的缩减微带线长度会导致微带线的传输参数变化, 从而导致器件性能变差。可以通过在微带线中间加载开路枝

节构成 T 型微带线的方法在保持微带线传输参数不变的情况下缩短微带线。

通过利用 T 型微带线结构等效代替分支线耦合器四分之一微带线结构以及半波长开路枝节。如图 8 所示, 等效微带线结构分为 **A**, **B**, **C** 三个部分, 3 个部分的传输参数矩阵依次为 S_A , S_B , S_C 。等效 T 型微带线的传输参数为 S_T 。四分之一波长微带线的传输参数为 S 。

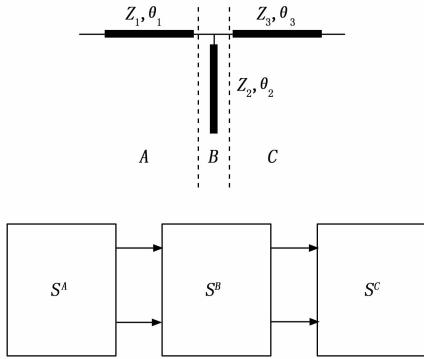


图 8 T 型微带线等效级联网络

使 T 型微带传输线与四分之一波长传输线等效。

$$S_{\lambda/4} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ j\frac{1}{Z_0} & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$S_T = S_A S_B S_C = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & jZ_1 \cos\theta_1 \\ j\frac{1}{Z_0} \sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & jZ_2 \sin\theta_2 \\ j\frac{1}{Z_0} \tan\theta_2 & \cos\theta_2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \cos\theta_3 & jZ_3 \cos\theta_3 \\ j\frac{1}{Z_3} \sin\theta_3 & \cos\theta_3 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\text{令 } K = \frac{Z_1}{Z_2}, M = \frac{Z_1}{Z_0}, N = \frac{Z_1}{Z_3}.$$

针对主线 $Z_0 = 35.5 \Omega$, 取电长度 $\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = 30^\circ$ 最终设计优化得令 $K = 1.8$, $M = 1.3$, $N = 1$ 。计算出主线特征阻抗 $Z_1 = Z_3 = 65 \Omega$, $Z_2 = 36.05 \Omega$ 。

针对分支线 $Z_0 = 50 \Omega$, 取电长度 $\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = 29.4^\circ$ 最终设计优化得 $K = 1.8$, $M = 1.3$, $N = 1$ 。计算得出主线特征阻抗 $Z_1 = Z_3 = 84.16 \Omega$, $Z_2 = 51.15 \Omega$ 。

在进行枝节加载以优化尺寸后, 耦合器的微带线宽度和结构发生了变化, 因此 4 个端口的特性阻抗也随之改变。若仍是将 4 个端口当作 50Ω , 最终设计所得耦合器性能极差。因此需要通过电磁计算软件确定端口特性阻抗后, 在 4 个端口分别加入四分之一波长的阻抗变换器以实现端口匹配。

完成计算后, 使用电磁计算软件根据计算所得的特性阻抗和电长度计算微带线的具体参数并构建电路模型如图 9 所示。

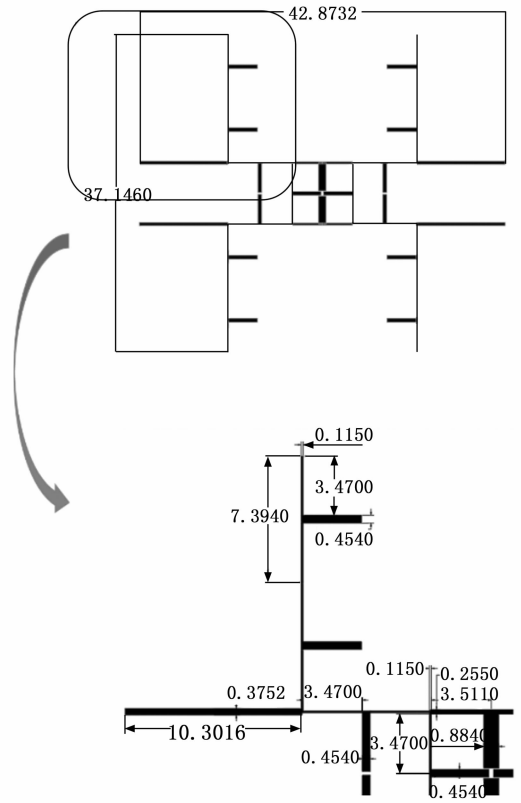


图 9 等效替换后的耦合器

为了验证等效替换技术的可行性, 分别进行基于特性阻抗与电长度的理论仿真和基于微带线参数的版图仿真, 仿真结果如图 10 所示。图中展示了基于电长度与特性阻抗的理论仿真和基于微带参数的版图仿真两种结果。从图中可以看出理论模型和版图模型的幅频特性变化曲线大致相同, 二者最大的差异体现在回波损耗和隔离度上。版图模型仿真的回波损耗和隔离度在 $2.65 \sim 3.12 \text{ GHz}$ 内高于 20 dB 。理论模型的回波损耗和隔离度在 $2.72 \sim 2.92 \text{ GHz}$ 和 $3.21 \sim 3.39 \text{ GHz}$ 内高于 20 dB , 在 $2.92 \sim 3.21 \text{ GHz}$ 内低于 20 dB 。

两个仿真结果不同的原因是理论模型仿真是一种理想的路仿真, 结果只取决于人工设定的特性阻抗, 中心频率和电长度。而版图仿真是通过矩量法求解麦克斯韦方程, 是严格的场解, 版图仿真在仿真过程中, 考虑了实际的射频版图布局, 传输线耦合效应, 印制板介质损耗等效应的影响, 更加符合实际情况。

尽管理论仿真与版图仿真存在差异, 不过整体版图模型与理论模型的仿真幅频特性相一致。这也验证了 T 型微带线等效替换方案的可行性。

与等效替换前的耦合电路相比, 经过等效替换后的

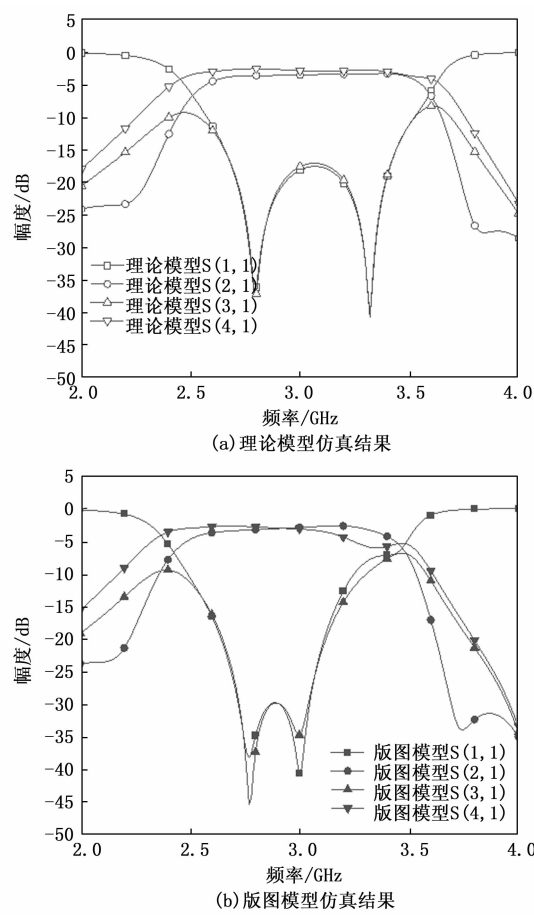


图 10 理论模型仿真与版图模型仿真

耦合器的尺寸有效缩减至 $42.87\text{ mm} \times 37.146\text{ mm}$ (约为 $\lambda \times 0.83\lambda$) 尺寸有明显缩减, 但等效替换后的耦合器中仍然存在大量空白空间, 空间利用率较低, 总体尺寸仍然较大。为了进一步提高缩减电路尺寸, 可以通过优化耦合器的微带线结构和布置来提高空间利用率。优化后的耦合器版图如图 11 所示。

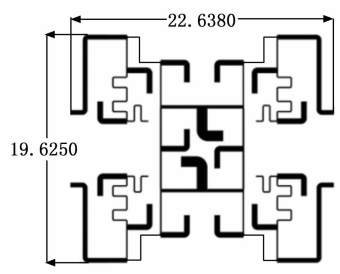


图 11 优化空间布置后的耦合器

从图中可以看出优化后的耦合器空间利用率提高, 尺寸从最初的 $1.25\lambda \times 1.25\lambda$ 缩减至 $22.64\text{ mm} \times 19.66\text{ mm}$ 大约为 $0.5\lambda \times 0.5\lambda$, 尺寸缩减效果显著。

优化布线后的耦合器有一部分线之间可能会存在耦合效应。若信号传输线之间发生耦合, 可能会对信号的幅度、相位等参数产生影响。对优化后的耦合器进行场

分布仿真, 仿真如图 12 (a) 所示。如图中标注处显示, 在耦合器工作时, 构成耦合器的微带传输线之间并没有明显高强度的耦合。理论上对耦合器进行该电路布置优化后的性能无明显影响。下一步使用电磁仿真软件对优化后的耦合器进行仿真验证。其仿真结果如图 12 (b) 所示。

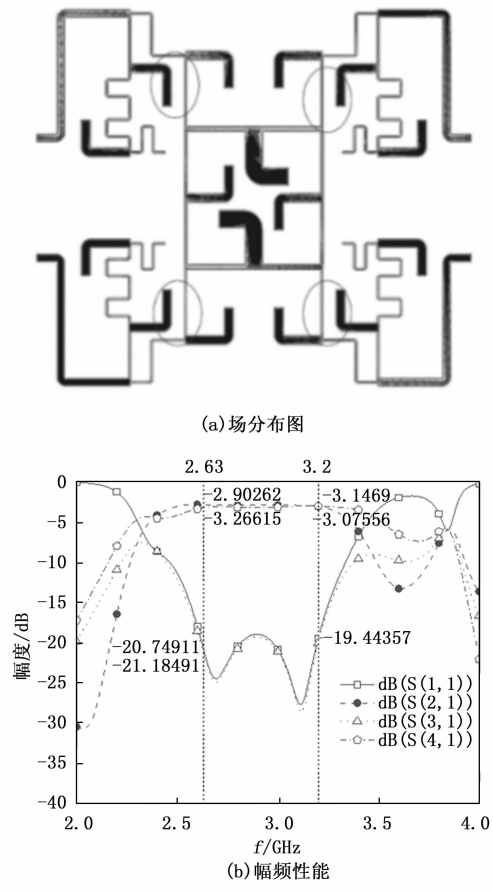


图 12 尺寸优化后的耦合器测试

从图 12 (b) 中可以看出, 经过尺寸优化后的耦合器在 $2.63 \sim 3.2\text{ GHz}$ 的频段内, 仍然维持了较为平坦的耦合度和直通量性能, 变化不超过 0.4 dB 。此外, 在这一频段内, 耦合器的耦合端口和直通端口的输出最大差异并不明显。与图 10 对比, 结构优化后的耦合器在幅频性能上与优化前相比并无显著差异。综合耦合器的幅频性能和场分布图分析来看, 通过优化电路布局来缩减耦合器尺寸的方法对耦合器性能不会产生明显的负面影响。

3 实验分析

3.1 加工与测试

上一节通过仿真证明了该宽带耦合器设计方案的有效性。之后采用薄膜工艺进行实物的加工制造。薄膜工艺是现代微电子技术和多种高科技领域中的关键技术^[19]。通过化学或物理工艺在衬底基板上沉积或生长

出具有特定性质的薄膜,以满足使用需求,从而制造各种电路和元器件。与传统电路相比,薄膜工艺具有更小的尺寸、更轻的重量、更高的可靠性和集成度,并且可以根据需求进行灵活定制。因此,薄膜工艺被广泛应用于计算机、手机、卫星、雷达等无线设备中^[20-22]。

加工耦合器基板采用相对介电常数为 9.9,厚度 0.508 mm 的氧化铝陶瓷基板,表面电路为 4 μm 金层,该基板纯度高,介电常数高,容易缩小电路尺寸。氧化铝陶瓷基板还具有良好的机械性能,出色的耐高温性能,以及优秀的化学稳定性。这一系列的优点使得基于氧化铝陶瓷基板加工制造的耦合器具有极高的耐用性与稳定性。

由于未加工结构装配件,且没有 4 探针测试平台,无法直接对耦合器进行测试。使用 RA4350B 基板设计加工了一款测试电路板进行测试。通过导电胶将耦合器与测试板上的接地覆铜进行粘接以保证耦合器的接地性能。通过金丝键合的方式将耦合器的 4 个端口与测试板上的四条信号引出微带线相连接。

测试使用器材:矢量网络测试仪 * 1,测试线 * 2,50 负载 * 2。由于实验测试使用的矢量网络分析仪一次只能连接两个端口,在测试耦合器性能时需要依次连接各个端口分别测试。例如在测试 $S(2,1)$ 时,将耦合器的 1 端口连接至矢量网络分析仪的 A 端口,将耦合器的 2 端口连接至矢量网络分析仪的 B 端口。3 端口和 4 端口分别接上 50 负载。通过该方法依次完成各个端口的性能测试。

3.2 实验数据分析

图 13 展示了耦合器实物与仿真的性能对比,在 2.58~3.12 GHz (540 MHz 带宽) 内直通量 $S(2,1)$ 与耦合度 $S(4,1)$ 性能表现较好,带内回波损耗大于 20 dB,耦合度的平坦度在 0.4 dB 以内,耦合端口和直通端口的幅度差值最大仅为 0.34 dB,端口相位差在 $90^\circ \pm 2^\circ$ 以内。通过实验数据可以看出,耦合器实物的测试性能与仿真结果基本一致。这也验证了本文耦合器设计方案的有效性。

从图 13 (a) (b) 展示的幅频特性可以看出耦合器的插入损耗较大。造成这一原因有以下几点:

1) 测试板插入损耗未排除:测试实物所得的插入损耗包含了测试板的插入损耗。

2) 耦合器与测试板的匹配问题:耦合器通过金丝与测试板进行键合,由于耦合板厚度达到 0.5 mm 左右,键合金丝线较长,测试板上没有设计对应的补偿方案,该问题可能导致匹配问题从而导致耦合器的插入损耗增大。针对测试板的问题可设计装配结构件来进行装配测试,消除测试板的影响。

本文设计的新型耦合器在 2.58~3.12 GHz 内具有

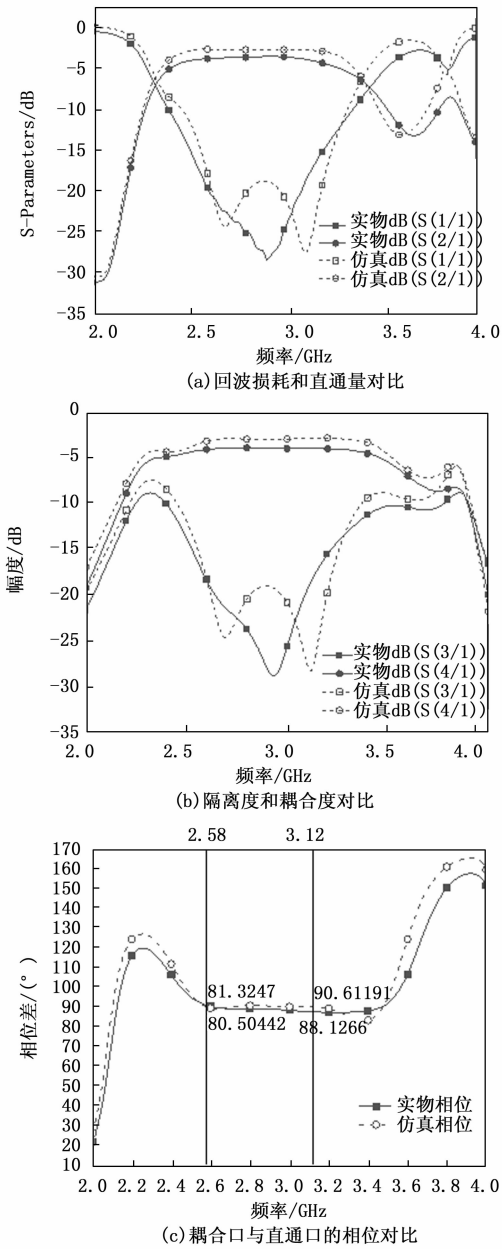


图 13 耦合器实物测试与仿真数据对比

良好的性能,带宽高达 540 MHz,且耦合度与直通量的带内平坦度低至 0.4 dB。具有优良的平坦性能。且耦合器带内的回波损耗高于 20 dB,比较优秀,同几篇参考文献所设计耦合器的对比如表 1 所示。

表 1 与参考文献中一些耦合器的对比

	相对带宽 (回波损耗>20 dB)/%	带内平 坦度/dB	输出端口 间偏差/dB
本文	19	0.4	0.34
文献[7]	14	0.7	1
文献[8]	15	1.0	—
文献[9]	10	0.4	0.5
文献[10]	10	—	—
文献[12]	13	0.4	0.8
文献[13]	15(回波>15 dB)	1	2

(带内平坦度指带宽内耦合度的变化量,输出端口信号偏差指耦合度与直通量的偏差)与表中多个耦合器相比。本文设计的耦合器的相对带宽高达19%。且带内平坦度不高于0.34 dB,且耦合度和直通量的偏差均在0.4 dB以内,保证了耦合器在使用时不会影响系统性能的带内一致性。

4 未来优化方向

为了方便加工,加载电路采用了简单的半波长开路微带线,该加载模型尺寸较大。在加工技术成熟的情况下,可以采用四分之一波长短路微带线替换半波长开路微带线,缩小耦合器的尺寸。在此基础之上还可以采用枝节加载的方式替换四分之一波长阻抗匹配电路进一步缩小耦合器尺寸。在面对加工工艺较差,部分微带线较窄难以保证加工准确度的情况下,可采用缺陷地的方式提高线宽,减小加工难度。

5 结束语

设计了一款宽带平坦分支线耦合器。在设计过程中通过奇偶模分析的方法在模型两端加载二分之一波长开路枝节提高奇偶模模型的带宽。进而提高耦合器的带宽。在完成带宽拓展后通过枝节加载技术有效缩减耦合器版图尺寸,在有效提高耦合器带宽与平坦度性能的前提下遏制了尺寸的暴涨。设计的新型宽带耦合器具有宽带,带内性能平坦的优势。该耦合器在平衡式器件设计,基站等高耦合场景,功率分配,IQ信号发生和巴特勒矩阵等多个领域中具有广泛的应用前景。

参考文献:

- [1] ÜNALÜ, KARAÇUHA K, İMECI S T. A simple 90° hybrid branchline coupler with wideband phase balance for 5G applications [J]. Journal of Electrical Engineering, 2024, 75 (2): 86–93.
- [2] BOTT J, VOGELSANG K, POHL N. A d-band phased-array chain based on a tunable branchline coupler and a digitally controlled vector modulator [J]. IEEE Journal of Micro-waves, 2024, 4 (1): 101–110.
- [3] NEUMANN M, RITTER P, MUMME J, et al. Near-field characterization of a GHz branchline coupler using a THz microscope [C] //Montreal; 2023 48th International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves, 2023; 1–2.
- [4] 杨宇斌. 带短路支节的高隔离度分支线定向耦合器设计研究 [D]. 南京: 南京邮电大学, 2015.
- [5] AHMAD A, PANDEY V, KUMAR B, et al. Branch line coupler inspired circularly polarized leaky-wave antenna with broadside scanning [C] //Madrid; 2022 16th European Conference on Antennas and Propagation, 2022; 1–4.
- [6] RIZQI M, HARDJOWONO N, SURYANA J, et al. Wideband quadrature coupler implementation for a balanced. S band amplifier [C] //Indonesia; 2022 16th International Conference on Telecommunication Systems, Services, and Applications, 2022; 1–4.
- [7] LING S, DING D, YANG L, et al. Design of broadband directional coupler based on wiggly line structures [C] //Xian; 2022 7th International Conference on Integrated Circuits and Microsystems, 2022; 459–462.
- [8] ATKISHKIN S. Design of lange coupler and marchand balun based on the wire over dielectric over ground plane transmission line [C] //Saratov; 2022 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, 2022; 78–83.
- [9] SUNIL P, DEY S, DEY S. Compact six-port network using lange coupler for sub-6 GHz fifth generation communication [C] //Vancouver; 2020 IEEE International IOT, Electronics and Mechatronics Conference, 2020; 1–6.
- [10] MALLANNAS, VISWANATH K, RANGAIAHPK. Wideband branchline hybrid coupler for ultra high frequency applications [J]. Journal of Emerging Technologies and Innovative Research, 2019, 6 (3): 215–218.
- [11] 汪瀛豪, 聂伟. 具有谐波抑制特性的小型化分支线耦合器 [J]. 微电子学, 2022, 52 (5): 893–897.
- [12] 俞忠武, 李斌. 一种小型谐波抑制 3dB 分支耦合器的设计 [J]. 无线电工程, 2016, 46 (10): 51–53.
- [13] 马胜泉, 张绍洲. 一种结构新颖的小型化微带分支线定向耦合器 [J]. 电子技术杂志, 2010 (2): 82–83.
- [14] 孙晶菁. 双频分支线耦合器的研究 [D]. 广州: 华南理工大学, 2011.
- [15] 陈佳, 张绍洲. 微带分支线定向耦合器的小型化 [J]. 电子设计工程, 2011 (24): 108–110.
- [16] 李霖晨, 刘开雨, 李天龙. 基于缺陷地结构的三分支线定向耦合器设计 [J]. 电子元件与材料, 2020, 39 (2): 79–82.
- [17] 齐士豪. 双频及多频带分支线定向耦合器的研究和设计 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2020.
- [18] 贾乐羽. 两款新型的双频分支线耦合器设计 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2021.
- [19] 王平, 曲媛, 高鸿, 等. 星载微波电路用高纯氧化铝基板的工艺适用性验证技术 [J]. 宇航材料工艺, 2023, 53 (2): 142–147.
- [20] 张安. Butler 矩阵的小型化和计算机辅助调谐 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2020.
- [21] 吕泽伟. 基于巴特勒矩阵的无源多波束天线设计 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2020.
- [22] 李旭楠, 刘泽阳. 一种新型宽带耦合器设计 [J]. 无线电工程, 2022, 52 (9): 1655–1659.