

NRD波导中多种弯波导之间的耦合特性

刘发林

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系, 安徽, 合肥, 230027)

中條涉 米山務

(日本东北大学电气通信研究所, 日本, 仙台, 980-8577)

TN 814
TN 252

摘要 针对NRD波导中不同半径的弯波导之间的耦合特性, 提出了一种新的通用的分析方法, 当耦合结构分别简化为非对称结构(即直波导与弯波导耦合)和对称结构(即两个半径相同的弯波导的耦合)时, 该方法也可相应简化, 与已有的分析结果完全一致. 本文还就不同半径的弯波导构成的耦合器的频率响应和带宽特性, 在60GHz时给出了实验验证, 证实了本文所提方法的通用性和有效性.

关键词 NRD波导, 耦合, V波段.

COUPLING CHARACTERISTICS OF MULTIPLE KINDS OF BENDING WAVEGUIDES OF NRD-WAVEGUIDES

LIU Fa-Lin

(Department of Electronic Engineering & Information Science, University of Science & Technology of China, Hefei, Anhui 230027, China)

CHUJO Wataru YONEYAMA Tsukasa

(Research Institute of Electrical Communications, Tohoku University, Sendai 980-8577, Japan)

Abstract With regard to the coupling characteristics of multiple kinds of bending waveguides of NRD-waveguides with different curvature radii, a novel and general analysis method was presented. When the coupling structures become the asymmetric (coupling of a straight waveguide with a bending one) or the symmetric (coupling between two bending waveguides of the same curvature radii) structures, the new method can be simplified, respectively, to be in full accordance with the reported results. Experiments were done at 60GHz for the frequency responses and the bandwidth characteristics of couplers by using bending waveguides with various curvature radii. And the generality and validity of the method were verified.

Key words NRD-waveguide, coupling, V band.

引言

毫米波无辐射介质波导(NRD波导)自1981年由米山务(T. Yoneyama)^[1]等提出以来, 因其低损耗, 在弯转和不连续处也无辐射及平面结构等特性, 引起了广泛关注, 利用NRD波导已研制成功多种无源、有源

器件和铁氧体器件^[2]; 大容量通信用的收发系统及汽车防撞雷达等也已见报道^[3,4], 充分说明了NRD波导的广泛适用性及应用价值.

定向耦合器是最为常见的重要的无源器件之一, 与其它介质波导相比, NRD波导的耦合强度较大, 容易实现完全耦合甚至过耦合, 因此, 调整两个耦合波导

之间的耦合间距或耦合长度可以方便地获得任意强度的耦合. 较强的耦合还意味着可以用较小的尺寸实现较大的耦合度, 这对集成化有重要意义. 另外, 还可利用其过耦合特性, 使耦合度随频率变化的曲线的斜率可正可负, 且斜率可通过改变耦合长度而调整, 可用于补偿系统的频率响应.

已见报道的NRD波导定向耦合器几乎全部采用对称结构(即由两个背靠背半径相同的弯波导构成)或非对称结构(即由一个直波导与一个弯波导构成), 并且已发展了成熟的分析方法^[5]. 两个半径不同的弯波导的耦合特性分析虽有报道^[6], 但因其考虑了LSM₀与LSE₁₁模式之间的耦合, 计算十分复杂; 且对于半径较小的弯波导耦合结构, 因误差太大而无法应用. 考虑到实际应用中, 均选择损耗较小的弯波导, 此时模式转换的影响可忽略不计. 为此, 本文提出了一种新的通用而简洁的可用闭式表达的方法, 可用于不同半径的弯波导之间的耦合特性的分析, 并且, 当两个半径相同(上述的对称结构)或一个半径为无限大, 即直波导(上述的非对称结构)时, 本文所提方法可分别简化, 与已有表达式完全一致. 在实验上, 选取V波段, 并在60GHz时进行了实验验证. 固定一个弯波导半径, 改变另一个弯波导的半径时, 测量了由此构成的定向耦合器的耦合特性和带宽, 实验结果与理论分析结果符合较好, 从而也证实了本文方法的有效性.

1 分析方法与讨论

波导耦合结构如图1所示, 图1(a)为平面视图, 图1(b)为两个弯波导正对顶处的横截面. 如上所述, 已有的分析仅是针对两个弯波导的半径相同或其中一个为直波导这两种特例进行, 对于两个不同半径的弯波导的耦合问题分析过于繁杂, 且因误差过大而无法用于分析较小半径的弯波导耦合问题. 在实际系统中,

受性能、体积或集成化等要求的影响, 不同半径的弯波导的耦合结构将更为常见. 并且该种结构也包含了上述两种特例, 因此具有更广泛的理论意义.

图1中, 两个波导条带具有相同的横截面尺寸, 但其半径不同. 为分析便利, 假定 $R_1 \leq R_2$. 电磁波在该结构中传播时, 其等相位面应是垂直于两个波导的弧向轴线而构成的一组圆柱面, 且由几何知识可知, 该组等相位圆柱面圆心均在图1(a)所示纵轴线上, 容易推得该组圆柱面半径为^[7]:

$$r = \frac{d_1 + (R_1 - b/2)(1 - \cos\theta_1)}{\sin\theta_1}, \quad (1)$$

$$L_1 = r\theta_1. \quad (2)$$

考虑到耦合段中实际起耦合作用的区域对应的 θ_1 较小, $\sin\theta_1 \approx \theta_1$, $\cos\theta_1 \approx 1 - \theta_1^2/2$. 代入式(1)和式(2), 可以推导出:

$$L_1 \approx d_1 + \frac{1}{2} \left(R_1 + \frac{b}{2} \right) \theta_1^3.$$

$$L_2 \approx d_2 + \frac{1}{2} \left(R_2 + \frac{b}{2} \right) \theta_2^3. \quad (3)$$

考虑到等相位面的波长长相等, 而该等相位圆柱面在两个弯波导的正对顶处退化为一个平面. 因此, 从该等相位平面开始分别沿两个弯波导传播的波的波程长应相等, 即:

$$(R_1 + b/2)\theta_1 = (R_2 + b/2)\theta_2. \quad (4)$$

将式(4)代入式(3)有:

$$L_2 = d_2 + \frac{1}{2} \cdot \frac{R_1 + b/2}{R_2 + b/2} \left(R_1 + \frac{b}{2} \right) \theta_1^3, \quad (5)$$

因此, 总耦合距离 L_0 可表示为

$$L_0 = L_1 + L_2 = d_0 + \frac{1}{2} \left(R_1 + \frac{b}{2} \right) \theta_1^3, \quad (6)$$

式(6)中,

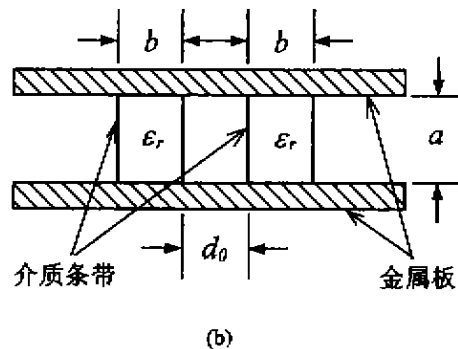
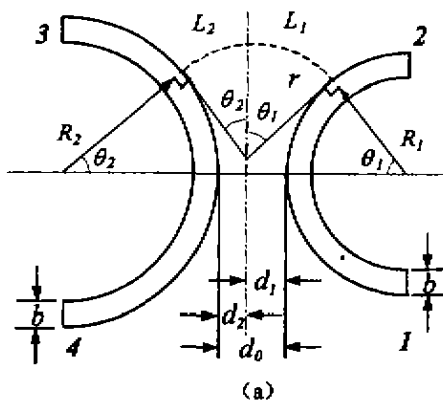


图1 NRD波导耦合结构平面示意图(a)及其横截面(b)

Fig.1 Planar schematics of NRD-waveguide coupling structure (a) and its cross-sectional view (b)

$$R' = R_1 \left(1 + \frac{R_1 + b/2}{R_2 + b/2} \right) + \frac{b}{2} \cdot \frac{R_1 + b/2}{R_2 + b/2}, \quad (7)$$

弯波导 1 与弯波导 2 的单位长度的自耦合系数可分别表示为^[5]

$$\begin{cases} C_1 = K \exp \left\{ -pL_1 \left[1 - \frac{\beta^2}{2p^2 R_1} (L_1 + b) \right] \right\}, \\ C_2 = K \exp \left\{ -pL_2 \left[1 - \frac{\beta^2}{2p^2 R_2} (L_2 + b) \right] \right\}; \end{cases} \quad (8)$$

其中,

$$\begin{cases} K = \frac{\epsilon_r p^2 q^2}{\beta \{ [q^2 + (\epsilon_r p)^2] (pb/2) + \epsilon_r (p^2 + q^2) \}}, \\ \beta = \sqrt{\beta_0^2 - (\pi/a)^2}; \end{cases} \quad (9)$$

式(9)中, β_0, q 与 p 分别为厚度为 b , 介电常数为 ϵ_r 的介质平板波导中传播的最低 TM 型表面波的传播常数、介质中的横向相位常数与空气中的横向衰减常数. β 为厚度为 a , 宽度同样为 b , 介电常数为 ϵ_r 的 NRD 波导的 LSM₀₁ 模的传播常数^[5].

单位长度的总耦合系数 C_t 为:

$$\begin{aligned} C_t &= \sqrt{C_1 C_2} \\ &= K \exp \left\{ -pL_t \left[1 - \frac{\beta^2}{4p^2 R''} (L_t + b) \right] \right\}, \quad (10) \end{aligned}$$

式(10)中, $R'' = \frac{1}{1/R_1 + 1/R_2}$.

沿任一弯波导积分, 即可得到该结构的总耦合度. 由于已假定 $R_1 \leq R_2$, 故 $\theta_1 \geq \theta_2$. 换言之, θ_1 将比 θ_2 较快达到 $\pi/2$, 而超过 $\pi/2$ 后, 耦合完全可忽略. 因此, 积分将沿着半径为 R_1 的弯波导进行, 这符合耦合机制的物理意义. 原则上说, 直接采用数值积分运算可求得总耦合度, 但不便于应用. 为此, 我们用与文献[5]类似的积分处理方式, 对 θ_1 从 $-\pi/2$ 到 $+\pi/2$ 做定积分 (注意 $|\theta_1|$ 较大时, 对积分的贡献非常小, 因此, 与上述假定 $|\theta_1|$ 较小并无显著差异), 可得到下列闭和表达式:

$$\int C_t d\theta = \int C_t R_1 d\theta_1 = C_0 L_{eff}, \quad (11)$$

式(11)中, C_0 为两个弯波导对顶处的单位长度的耦合系数, L_{eff} 为等效耦合长度, 且

$$C_0 = K \exp \left\{ -pd_0 \left[1 - \frac{\beta^2}{4p^2 R''} (d_0 + b) \right] \right\}, \quad (12a)$$

$$L_{eff} = R_1 \sqrt{\frac{2\pi}{p(R' + \frac{b}{2}) \left[1 - \frac{\beta^2}{2p^2 R''} (d_0 + \frac{b}{2}) \right]}}. \quad (12b)$$

由介质波导耦合理论, 该结构的散射参数可由下列公式给出, 即,

$$\begin{cases} |S_{21}| = |\cos(C_0 L_{eff})|, \\ |S_{11}| = |\sin(C_0 L_{eff})|. \end{cases} \quad (13)$$

考察式 12(a) 和式 12(b) 可见, 当 $R_2 = \infty$, 即波导 2 为直波导时,

$$C_0 = K \exp \left\{ -pd_0 \left[1 - \frac{\beta^2}{4p^2 R_1} (d_0 + b) \right] \right\},$$

$$L_{eff} = R_1 \sqrt{\frac{2\pi}{p(R_1 + \frac{b}{2}) \left[1 - \frac{\beta^2}{2p^2 R_1} (d_0 + \frac{b}{2}) \right]}}; \quad (14)$$

而当两个弯波导半径相同, 即 $R_2 = R_1$ 时,

$$C_0 = K \exp \left\{ -pd_0 \left[1 - \frac{\beta^2}{2p^2 R_1} (d_0 + b) \right] \right\},$$

$$L_{eff} = R_1 \sqrt{\frac{\pi}{p(R_1 + \frac{b}{2}) \left[1 - \frac{\beta^2}{2p^2 R_1} (d_0 + \frac{b}{2}) \right]}}. \quad (15)$$

上述两组结果分别与文献[5]给出的两种特例完全吻合, 从理论上说明了本文所提方法的正确性. 由于本文提出的方法包含了已有的分析方法, 因此是分析 NRD 弯波导耦合问题更为通用的方法.

2 实验

为验证上述理论分析方法, 我们在 V 波段 (50~75GHz) 做了多个实验. 制作了多个 3dB 定向耦合器, 中心频率取为 60.5GHz, NRD 波导厚度 a 为 2.25mm, 宽度 b 为 2.25mm, 介质材料为聚四氟乙烯, 介电常数 ϵ_r 为 2.04, 对应的 LSM 基模工作带宽约为 55~66GHz. 支撑金属为抛光铝板. 固定较小弯波导的半径 R_1 为 5mm, 这是目前所能得到的低损耗弯波导的最小半径, 从集成化角度考虑, 也是我们最感兴趣的尺寸. R_2 分别取为 50, 32, 22 和 5mm, 选择这些尺寸是因为它们均具有较小的损耗, 可以不用考虑 LSE₀₁ 等寄生模式的影响.

就上述 4 种结构, 按照式(12)和式(13)计算出频率在 60.5GHz 处实现功率平分 (即耦合度为 3dB) 所需的耦合间距 d_0 , 以此间距构成 3dB 定向耦合器. 若有必要, 可以在此基础上微调耦合间距, 使得在中心频率处耦合端口与直通端口的功率严格相等, 即可构成

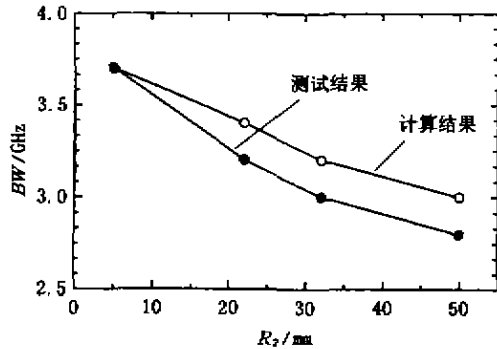


图2 耦合器的带宽与弯波导半径 R_2 的关系
Fig.2 Tested and calculated coupler bandwidth versus bending waveguide radius R_2

3dB 定向耦合器. 对所构成的定向耦合器进行了测试, 其带宽特性随半径 R_2 的变化关系示于图2. 由图2可见, 二者符合较好. 这里的带宽定义为 $C_{0\pm 1dB}$. C_0 为中心频率为60.5GHz时的耦合度, 理想状态下应为3dB, 但因实验系统有一定损耗, 通常使得该值小于3dB. 为进一步验证上述方法, 对一组结构的频率响应特性, 在图3中分别给出测试结果与计算结果. 由图3可见, 理论分析结果与实验结果符合得较好, 从而在实验上进一步验证了本文方法的通用性与有效性.

值得一提的是, 从图2还可以看出一个有意义的现象, 即弯波导的半径越小(相应的等效耦合长度变短), 耦合器的带宽越宽. 我们已经对此现象进行了较深入的分析, 并用两个半径均为5mm的弯波导在60GHz实现了宽带(带宽3.6GHz, 即相对带宽为6%)定向耦合器, 约为普通设计的NRD耦合器带宽的两倍^[9]. 此时, 由式12(b)求得的等效耦合长度仅约为 $1/3$ 波长, 而平面介质波导一般约需数个甚至十数个波长方能实现3dB耦合^[7], 因此, 从耦合器的小型集成化来看, NRD波导比其它类型的介质波导更有优势.

3 结语

针对NRD波导中不同曲率半径的弯波导之间的耦合问题, 本文提出了一种新的通用而又简便的分析方法. 理论上包容了已有文献报道的针对两种特例给出的分析方法, 即含半径相同的两个弯波导的对称结构和含一个直波导与一个弯波导的非对称结构这两种特例; 实验上在V波段给出了测量结果, 与理论分析结果符合较好, 从而进一步证实了本文所提方法的正

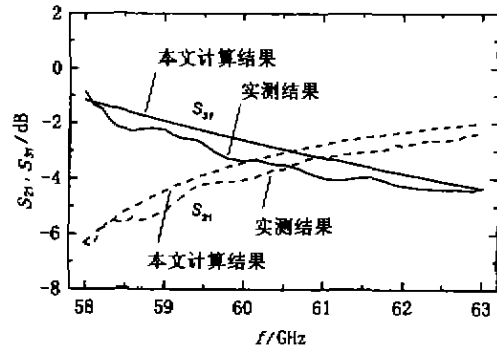


图3 一组耦合器的频率响应特性测量结果
及与计算值(平均曲线)的比较
Fig.3 Tested and calculated (average line) frequency characteristics of a group of couplers with different radii

确性. 由于实际系统中, 受性能、体积或集成化等要求的影响, 不同半径的弯波导的耦合结构将更为常见. 因此本文所提方法具有重要的理论意义, 适用范围也更加广泛. 从这个意义上讲, 本方法是分析NRD波导耦合问题的通用的方法.

REFERENCES

- [1] Yoneyama T, Nishida S. Nonradiative dielectric waveguide for millimeter-wave integrated circuits, *IEEE Trans. MTT*, 1981, 29(11): 1188~1192
- [2] Yoneyama T. Millimeter wave integrated circuits using nonradiative dielectric waveguide, *IEICE Trans.*, 1990, J73-C-1(3): 87~94
- [3] MA Hong, QI Lan-Fen. Development of a millimeter-wave band integrated NRD-waveguide R/T block, *Journal of Microwaves* (马洪, 漆兰芬. 毫米波无辐射介质波导收发集成组件研制, *微波学报*), 1997, 13(4): 275~280, 290
- [4] Wagatsuma T, Yoneyama T. Planar millimeter-wave car warning radar using NRD-guide, *Proc. ICMMT'98*, Beijing, 1998, 431~434
- [5] Yoneyama T, Tozawa N, Nishida S. Coupling characteristics of nonradiative dielectric waveguides, *IEEE Trans MTT*, 1983, 31(8): 648~654
- [6] Fujiwara T. Research on NRD-waveguide coupling characteristics, Master's thesis, Tohoku University, 1991, 17~29
- [7] Trinh T, Mitra R. Coupling characteristics of planar dielectric waveguides, *IEEE Trans MTT*, 1981, 29(9): 875~880
- [8] Liu F, Chujo W, Yoneyama T. Miniaturized wideband NRD guide coupler, *Proc. CJMW'98*, Beijing, 1998, 97~97