

文章编号: 1001-4323(2011)01-0165-05

# 中心频率为 0.225 THz 的两路波导功率合成器\*

高运鹤<sup>1</sup>, 梁雪松<sup>2</sup>, 杨梓强<sup>1</sup>

(1. 电子科技大学 物理电子学院, 成都 610054; 2. 四川教育学院 物理与电子技术系, 成都 610041)

**摘要:** 采用基于场匹配理论的数值计算和仿真技术对中心频率为 0.225 THz 的两路波导功率合成器的场分布特性及合成效率进行了研究。数值计算结果表明:随着两路输入波相位差的增大,合成波束的峰值场的幅值逐步减小;增加输入波导间隔板厚度,合成波束峰值场的位置逐步远离输入端口,使合成波导的长度增加;仿真和数值计算得到了基于一致的结果。仿真结果表明:当两路输入信号的相位差小于  $35^\circ$  时,合成效率大于 90%,带宽为 10.000 GHz。

**关键词:** 波导不连续性; 场匹配方法; 波束合成; 功率合成

**中图分类号:** TN129      **文献标志码:** A      **doi:**10.3788/HPLPB20112301.0165

太赫兹(THz)波是指频率在 0.100~10.000 THz 范围内的电磁波。目前,由于 THz 辐射源的功率输出较低,THz 应用技术的发展受到很大限制<sup>[1]</sup>。因此,提高 THz 频段的输出功率成为人们研究的热点之一,通常最有效的方式是采用功率合成技术。传统的基于矩形波导的功率合成方法是先将一束输入波在波导内分成数路然后分别经放大器放大后再合成输出<sup>[2-3]</sup>,然而在 THz 频段,由于频率较高,波导尺寸过小,在波导内加入有源器件对输入波进行放大,则有较大的困难。准光功率合成技术是利用多个功率辐射单元,以正确的相位关系,在空间实现功率的叠加<sup>[4]</sup>,虽然解决了基于矩形波导的功率合成方法在 THz 频段的小波导内加有源器件的问题,但要求参加功率合成的各固态振荡器件间是相互注入锁定的,只有当所有的固态振荡器件被注入锁定在同一相位上时,才能得到最大的合成效率。本文研究了一种波导型功率合成器,这种功率合成器可以应用于多个电子注驱动的工作频率相同的真空电子学器件<sup>[5]</sup>,实现器件的功率合成输出。研究表明,对于中心频率为 0.225 THz 的两路波导功率合成器,当输入相位差处于  $35^\circ$  范围,在 10.000 GHz 的带宽内,合成效率可达 90% 以上。

## 1 物理模型

图 1 给出了矩形波导两路功率合成器的模型图,其中图 1(a)为功率合成器的立体结构图,图 1(b)为在  $z=0$  时的截面图。TE<sub>10</sub> 模式的电磁波从波导 1 和 2 入射,沿 +z 方向传播,在经过  $z=0$  截面后两入射功率波在合成波导内进行功率合成,然后经波导 3 输出,其中波导 1、波导 2 和波导 3 为 225.000 GHz 频段的标准矩形波导,尺寸为  $a=1.092$  mm,  $b=0.546$  mm,假定波导 1 和波导 2 之间隔板的厚度为  $h$ ,中间合成波导的纵向长度为  $L$ 。

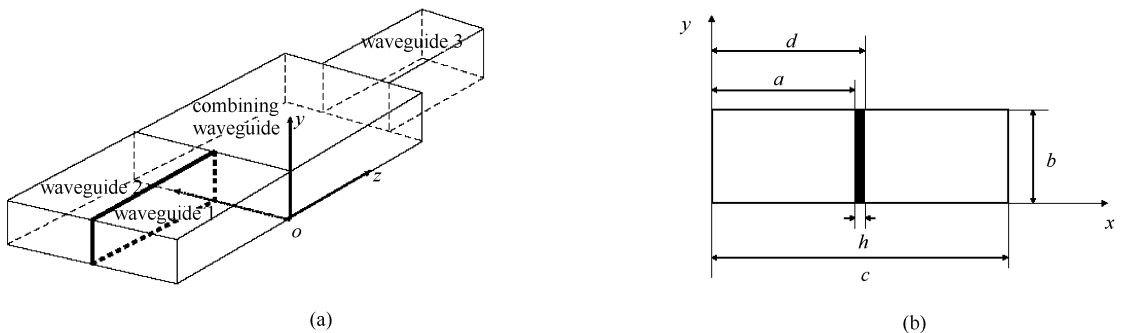


Fig. 1 Schematic of rectangular waveguide two-way power combiner

图 1 矩形波导两路功率合成器的几何结构

\* 收稿日期:2009-09-28; 修订日期:2010-03-22

基金项目:国家自然科学基金项目(10975036)

作者简介:高运鹤(1984—),女,硕士,主要从事太赫兹频段传输器件的研究;gaoyunhe008@163.com。

## 2 理论分析

当 TE<sub>10</sub> 模式电磁波分别从波导 1 和波导 2 入射至  $z=0$  截面时, 由于波导结构的不连续性, 根据导波理论<sup>[6]</sup>, 在两入射波导和合成波导内将分别激发起一系列的高次波导模式波。合成波导中激发出的高次模式波将仍旧沿  $+z$  方向传播, 而在两入射波导中激励的高次模式波将沿  $-z$  方向传播。由于这种不连续性不存在  $y$  方向的变化, 因而所激励的电磁波只有 TE<sub>*m*0</sub> 模式<sup>[7-8]</sup>。这些波以各自的幅度和相速继续沿轴向传播, 在不同的传播距离处, 叠加的场具有不同的分布形式。

波导 1 和波导 2 内的电场和磁场分别为<sup>[9]</sup>

$$\begin{cases} E_y^{(1)} = \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \exp(-j\beta_1^{(1)} z) \exp(j\theta) + \sum_{m=1}^{\infty} A_m^{(1)} \left(\sin\frac{m\pi x}{a}\right) \exp(j\beta_m^{(1)} z) \\ E_y^{(2)} = \sin\left[\frac{\pi(x-d)}{a}\right] \exp(-j\beta_1^{(1)} z) + \sum_{m=1}^{\infty} A_m^{(2)} \left[\sin\frac{m\pi}{a}(x-d)\right] \exp(j\beta_m^{(1)} z) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} H_x^{(1)} = \frac{-1}{z_1^{(1)}} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \exp(-j\beta_1^{(1)} z) \exp(j\theta) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{A_m^{(1)}}{z_m^{(1)}} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \exp(j\beta_m^{(1)} z) \\ H_x^{(2)} = \frac{-1}{z_1^{(1)}} \sin\left[\frac{\pi}{a}(x-d)\right] \exp(-j\beta_1^{(1)} z) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{A_m^{(2)}}{z_m^{(1)}} \sin\left[\frac{m\pi}{a}(x-d)\right] \exp(j\beta_m^{(1)} z) \end{cases} \quad (2)$$

合成波导内的电场和磁场分别为为

$$\begin{cases} E_y^{(3)} = \sum_{q=1}^{\infty} B_q \sin\left(\frac{q\pi x}{c}\right) \exp(-j\beta_q^{(3)} z) \\ H_x^{(3)} = - \sum_{q=1}^{\infty} \frac{B_q}{z_q^{(3)}} \sin\left(\frac{q\pi x}{c}\right) \exp(-j\beta_q^{(3)} z) \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $\beta_m^{(1)} = \sqrt{k_0^2 - (m\pi/a)^2}$ ,  $k_0$  为自由空间波数;  $z_m^{(1)} = k_0 \eta_0 / \beta_m^{(1)}$ ,  $\eta_0$  为自由空间波阻抗;  $\beta_q^{(3)} = \sqrt{k_0^2 - (q\pi/c)^2}$ ;  $z_q^{(3)} = k_0 \eta_0 / \beta_q^{(3)}$ ;  $A^{(1)}$  和  $A_m^{(2)}$  是波导 1 和波导 2 中所激励的高次 TE<sub>*m*0</sub> 模的待求振幅系数;  $B_q$  为合成波导内透射 TE<sub>*q*0</sub> 模的待求振幅系数;  $\beta_m^{(1)}$  和  $z_m^{(1)}$  为波导 1 和波导 2 中 TE<sub>*m*0</sub> 模的传播常数和波阻抗;  $\beta_q^{(3)}$  和  $z_q^{(3)}$  为合成波导中 TE<sub>*q*0</sub> 模的传播常数和波阻抗;  $\theta$  为两输入波导中输入波的相位差。

在  $z=0$  处, 由边界条件可得

$$E_y^{(3)} = \begin{cases} E_y^{(1)}, & 0 < x < a \\ 0, & a < x < d \\ E_y^{(2)}, & d < x < c \end{cases} \quad (4)$$

$$H_x^{(3)} = H_x^{(1)}, \quad 0 < x < a \quad (5)$$

$$H_x^{(3)} = H_x^{(2)}, \quad d < x < c \quad (6)$$

通过对上述边界条件进行积分处理可得

$$\sum_{m=1}^{\infty} A_m^{(1)} F_{qm} + \sum_{m=1}^{\infty} A_m^{(2)} I_{qm} - B_q = - [\exp(j\theta) F_{q1} + I_{q1}] \quad (7)$$

$$\frac{A_m^{(1)}}{z_m^{(1)}} + \sum_{q=1}^{\infty} \frac{B_q}{z_q^{(3)}} H_{mq} = \begin{cases} \frac{\exp(j\theta)}{z_1^{(1)}}, & m = 1 \\ 0, & m \geq 2 \end{cases} \quad (8)$$

$$\frac{A_m^{(2)}}{z_m^{(1)}} + \sum_{q=1}^{\infty} \frac{B_q}{z_q^{(3)}} T_{mq} = \begin{cases} \frac{1}{z_1^{(1)}}, & m = 1 \\ 0, & m \geq 2 \end{cases} \quad (9)$$

式中:

$$F_{qm} = \frac{2}{c} \int_0^a \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{q\pi x}{c}\right) dx; \quad I_{qm} = \frac{2}{c} \int_d^c \sin\left[\frac{m\pi}{a}(x-d)\right] \sin\left(\frac{q\pi x}{c}\right) dx;$$

$$H_{mq} = \frac{2}{a} \int_0^a \sin\left(\frac{q\pi x}{c}\right) \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) dx; \quad T_{mq} = \frac{2}{a} \int_d^c \sin\left(\frac{q\pi x}{c}\right) \sin\left[\frac{m\pi}{a}(x-d)\right] dx.$$

式(7)~(9)构成了封闭的方程组, 把它们联立起来, 就能求出每个模式电磁波的幅值, 分析场的分布形式。

### 3 数值模拟分析

#### 3.1 MATLAB 模拟计算

取两输入波导之间隔板厚度  $h=0.2$  mm, 频率为  $f=0.225$  THz, 得到合成波导中两输入波相位相同时电场沿  $z$  轴的演化过程如图 2 所示, 由于各个模式的相速不同, 因此, 在传播距离上的不同点, 叠加而成的场也就有不同的分布形式。计算表明, 不论两输入波之间的相位差为多少, 在  $z=1.34$  mm 处, 合成波导中心位置叠加场的幅值最大。图 3 给出了在  $z=1.34$  mm 处两输入波存在相位差时的电场截面分布图, 从图中发现随着相位差的增大, 叠加场的最大峰值在减小, 而且除了中心位置最大峰值场外, 边缘分别有个小突起峰值场, 这是由于其中还存在其它高次模的原因, 如果在合成波导的该位置附近处接一个 0.225 THz 频段的标准矩形波导作为功率输出波导, 就可以得到一个实现功率合成的  $TE_{10}$  模式输出。

图 4 给出了当两输入波间存在相位差时, 在  $z=1.34$  mm 处合成波束的振幅随相位差的变化情况, 从图中可看出, 随着相位差的增大, 合成波束的振幅相应减小, 就意味着功率合成效率的降低。

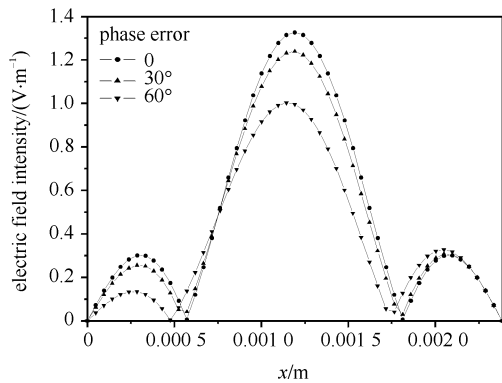


Fig. 3 Cross section distribution of electric field at  $z=1.34$  mm

图 3  $z=1.34$  mm 处电场分布截面图

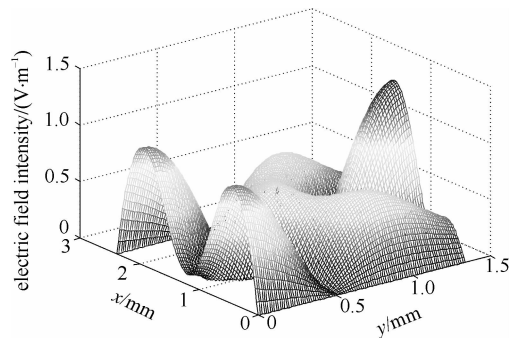


Fig. 2 Distribution of electric field in combining waveguide when two input waves have the same phase

图 2 相位相同时电场在合成波导内分布的立体图

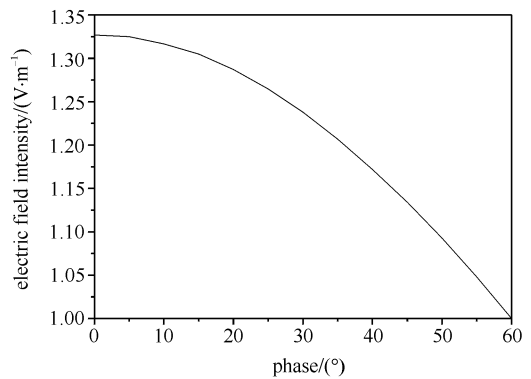


Fig. 4 Magnitude of combined wave beam vs phase

图 4 合成波束的振幅随相位的变化图

以上计算只是给出了当隔板厚度  $h=0.20$  mm 时, 在合成波导内波束合成峰值场的位置。当  $h$  取其它厚度时, 相应的波束合成峰值场的位置为:  $h=0.4$  mm,  $z=2.08$  mm;  $h=0.60$  mm,  $z=2.80$  mm;  $h=0.80$  mm,  $z=2.72$  mm;  $h=1.0$  mm,  $z=3.42$  mm。

#### 3.2 HFSS 模拟计算

前面基于理论分析和 MATLAB 数值计算的结果表明, 即使具有一定相位差的两束波也可以实现功率合成, 为了进一步验证上述结果的正确性, 进行了 HFSS 模拟计算。

考虑到波导 1 和波导 2 对称, 因此端口 1 和端口 2 的反射系数曲线  $S_{11}$  与  $S_{22}$ , 以及传输系数曲线  $S_{31}$  与  $S_{32}$  是完全相同的, 在下面的研究中, 只给出了  $S_{22}$  及  $S_{31}$  曲线。图 5 给出了当  $h=0.20$  mm 时, 合成波导长度  $L$  取不同值时传输系数  $S_{31}$  的曲线。从图中我们可以看出, 当  $L=1.30$  mm 和  $L=2.00$  mm 时, 在靠近 0.22 THz 和 0.23 THz 分别有一个传输系数下降点, 反射较大; 而当  $L$  取值在 1.40~1.90 mm 之间时, 在 0.22~0.23 THz 频带内传输曲线平坦, 因此, 当隔板厚度  $h=0.20$  mm 时, 合成波导的长度取 1.40~1.90 mm 之间, 整个合成结构具有较好的带宽和合成效率。

当  $L=1.60$  mm 时, 图 6 给出了单端口输入情况下端口 2 的反射系数曲线  $S_{22}$  和输出端口 3 的反射系数曲线  $S_{33}$  以及端口 1 和 2 之间的耦合系数曲线  $S_{21}$ 。单端口输入时端口 1 和 2 之间的隔离度可以通过表达式  $I/\text{dB}=-20\lg|S_{21}|$  得到, 对于 0.225 THz 的频率点, 隔离度为 6 dB; 当端口 1 和 2 同时输入时, 由于反射波与耦合波之间存在相位差, 相互抵消, 因此对合成效率影响较小; 如果端口 1 和 2 同时输入两个等幅度等相位信号, 端口 3 的合成效率由  $\eta=2|S_{31}|^2$  确定, 由图 5 可以得到 0.225 THz 频点的合成效率为 99%。

进一步增加隔板的厚度,得到  $L$  的优化取值范围为: $h=0.40\text{ mm}, L=2.30\sim 2.50\text{ mm}; h=0.60\text{ mm}, L=2.20\sim 2.50\text{ mm}; h=0.80\text{ mm}, L=3.00\sim 3.20\text{ mm}; h=1.00\text{ mm}, L=3.70\sim 3.90\text{ mm}$ 。与 MATLAB 数值计算中, $h$  取不同值,波束合成峰值场的位置  $z$  相比较,我们发现 HFSS 模拟得到合成波导中优化取值长度  $L$  与 MATLAB 数值计算得到的最佳合成位置  $z$  稍有差别。原因主要是物理模型上稍有不同,理论分析中,没有考虑到后端的耦合输出波导,而仿真模型中由于耦合输出波导的反射导致了峰值场的位置发生了改变。

当隔板厚度的取值超过  $1.00\text{ mm}$  时,功率传输效率明显下降。

图 7 给出了当两输入波相位相同时整体功率合成器内的电场分布立体图,从图中可明显看到功率合成的过程。

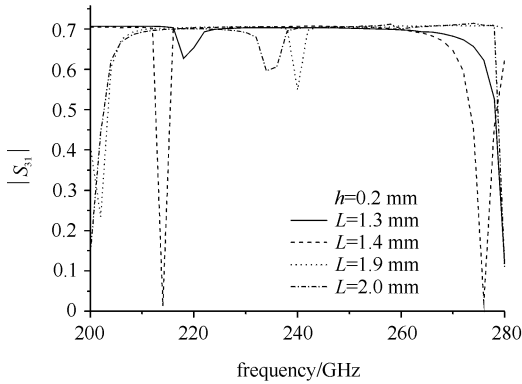


Fig. 5 Simulated  $S_{31}$  at different  $L$  when  $h=0.2\text{ mm}$

图 5  $h=0.2\text{ mm}$  时, $L$  取不同长度时的  $S_{31}$  曲线

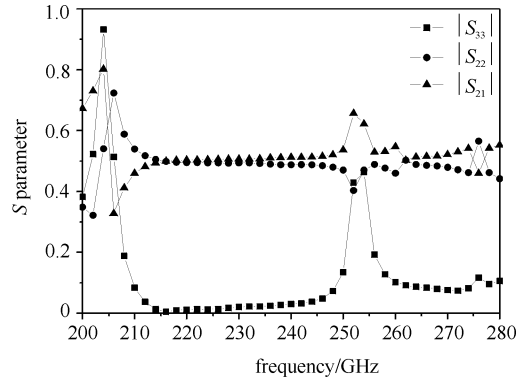


Fig. 6 Simulated  $S$  parameters at  $L=1.6\text{ mm}$  and  $h=0.2\text{ mm}$

图 6  $h=0.2\text{ mm}, L=1.6\text{ mm}$  时, $S$  参数曲线

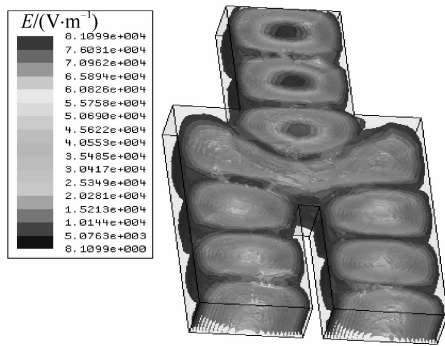


Fig. 7 Electric field distribution of the whole power combiner when two input waves have the same phase

图 7 两输入波相位相同时整体功率合成器的电场分布图

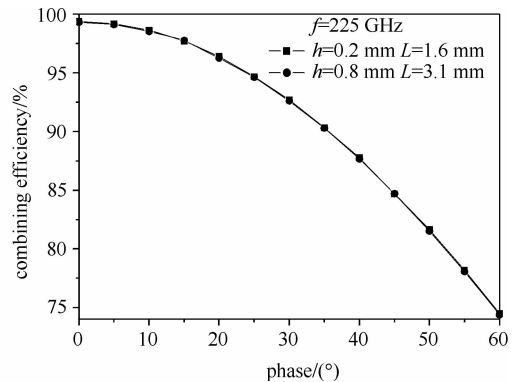


Fig. 8 Power combining efficiency vs phase

图 8 功率合成效率随相位的变化图

### 3.3 相位不同对合成效率的影响

实际的功率合成系统中很难保持相位一致,因此,研究相位不平衡对合成效率的影响具有很强的实际意义。设  $P_1$  和  $P_2$  为没有扣除端口反射功率的实际输入功率, $P_3$  为输出功率,那么功率合成效率  $\eta$  为

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{P_3}{P_1 + P_2} \quad (10)$$

以中心频率  $0.225\text{ THz}$ ,隔板厚度分别为  $0.20\text{ mm}$  和  $0.80\text{ mm}$ ,对应合成波导长度分别为  $1.60\text{ mm}$  和  $3.10\text{ mm}$  为例,波导 1 和波导 2 的输入端分别输入  $1\text{ W}$  的功率,通过 HFSS 计算得到,当两输入波间存在各种相位差时,波导 3 中的输出功率,从而得到了功率合成效率随相位差的变化,如图 8 所示。从图 8 中可看出,隔板厚度的增加并不影响合成效率,在  $35^\circ$  相差范围内,合成效率大于  $90\%$ 。和图 4 比较可看出,合成波束的振幅随相位差的变化趋势和合成效率随相位差的变化趋势一致。

## 4 结论

本文采用理论分析与数值模拟对中心频率为  $0.225\text{ THz}$  的两路波导功率合成器进行了研究。分析了两路信号相位差及中间隔板的厚度对输出耦合结构位置,功率合成效率及带宽的影响。研究结果表明,当两输入

波导之间隔板厚度小于 1.00 mm, 两输入波的相差小于  $35^\circ$  时, 波导功率合成器的带宽达到 10 GHz, 合成效率达到 90% 以上。

### 参考文献:

- [1] 刘盛纲. 太赫兹科学技术的新发展[J]. 中国基础科学, 2006, **8**(1):7-12. (Liu Shenggang. Recent development of terahertz science and technology. *China Basic Science*, 2006, **8**(1):7-12)
- [2] Cheng N S, Jia P C, Rensch D B, et al. A 120-W X-band spatially combined solid-state amplifier[J]. *IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques*, 1999, **47**(12):2557-2561.
- [3] Cheng N S, Alexanian A, Case M G, et al. 40-W CW broad-band spatial power combiner using dense finline arrays[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1999, **47**(7):1070-1076.
- [4] 丁为轴, 王秉中, 邓建华, 等. 毫米波准光功率合成技术的研究进展[J]. 电讯技术, 2008, **48**(4):13-18. (Ding Weizhou, Wang Bingzhong, Deng Jianhua, et al. Advances on millimeter wave quasi-optical power combining techniques. *Telecommunication Engineering*, 2008, **48**(4):13-18)
- [5] Levush B, Abe D, Calame J, et al. MMW to upper-MMW vacuum electronics research at NRL[C]//The 34th International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Wave. 2009.
- [6] 黄宏嘉. 微波原理[M]. 北京: 科学出版社, 1964. (Huang Hongjia. Theory of Microwave. Beijing: Science Press, 1964)
- [7] 李大治, 梁正. 矩形阶跃波导中波束分裂的研究[J]. 强激光与粒子束, 1998, **10**(1):140-144. (Li Dazhi, Liang Zheng. The study of wave beam split in rectangular ladder waveguide. *High Power Laser and Particle Beams*, 1998, **10**(1):140-144)
- [8] 王文祥. 微波工程技术[M]. 成都: 电子科技大学出版社, 2006. (Wang Wenxiang. Technology of microwave. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China Press, 2006)
- [9] Pozar D M, 张肇仪, 吴德明, 等. 微波工程[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006. (Pozar D M, Zhang Zhaoyi, Wu Deming, et al. Microwave engineering. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2006)

## Rectangular waveguide two-way power combiner with center frequency of 0.225 THz

Gao Yunhe<sup>1</sup>, Liang Xuesong<sup>2</sup>, Yang Ziqiang<sup>1</sup>

(1. School of Physical Electronics, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China;

2. Department of Physics and Electronic Technology, Sichuan College of Education, Chengdu 610041, China)

**Abstract:** A rectangular waveguide two-way power combiner with the center frequency of 0.225 THz is designed. The distribution of electric field and the efficiency of the combiner are investigated by numerical calculation and simulation. The numerical calculation shows that the combined peak electric field decreases as the phase difference of the two input waves increases. The position of the combined peak electric field moves away from the input port with the increase of the space between the two input waveguides. The results of simulation are in agreement with those of the numerical calculation. The simulation shows that the efficiency of the combiner is higher than 90% and the bandwidth is 10 GHz, when the phase difference between the two input waves is less than  $35^\circ$ .

**Key words:** waveguide discontinuity; field-matched method; wave beam combining; power combining