

文章编号: 2095-4980(2018)05-0854-06

基于漏波波导的大耦合量高功率微波天线

余龙舟, 袁成卫, 贺军涛

(国防科学技术大学 光电科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘 要: 现有的小耦合量漏波天线设计方法不能直接应用到低频大耦合量漏波天线的设计。对于大耦合量漏波天线的设计, 利用 CST 建立仿真模型, 提取大耦合量漏波结构的电参数, 并对相关物理参数进行理论分析, 在此基础上, 设计 L 波段高功率微波漏波波导天线。天线长度约 2.20 m, 仿真所得增益达到 15.8 dBi, 功率容量为 1.6 GW, E 平面波束宽度 104° , 具有一定的波束扫描能力。仿真所得结果与理论预期相符, 证明该设计方法可行。

关键词: 漏波波导; 大耦合量; 高功率微波; 天线

中图分类号: TN814

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201805.0854

Large coupling high power microwave antenna based on a leaky-waveguide

YU Longzhou, YUAN Chengwei, HE Juntao

(College of Optoelectric Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha Hunan 410073, China)

Abstract: The design method utilized to small coupling Leaky-Waveguide Antenna(LWA) cannot be applied directly to the large coupling LWA. CST is adopted to extract the leaky-wave structure's electrical parameters for designing a leaky-waveguide antenna with large coupling, and the design principle and the related physical parameters acquisition method of the high power rectangular LWA are theoretically analyzed. A 2.20 m high power rectangular LWA working in L band is designed and simulated by CST software, the results show that the gain of the antenna is 15.8 dBi and the main lobe direction is matched well with the theory. Moreover, the power handling capacity is about 1.6 GW, which provides a good choice for high power microwave application.

Keywords: leaky-waveguide; large coupling; high power microwave; antenna

对于窄边完全开放的矩形漏波波导, 通过加载平行于电场方向的导体圆柱, 将形成沿口径方向排列的辐射间隙, 该种漏波结构的辐射特性可以用行波的相位传播常数和衰减常数来描述^[1-6]。与传统波导缝隙天线不同, 加载导体圆柱的漏波波导的耦合输出结构为感性结构, 没有电场集中, 具有实现极高功率容量的潜力; 同时, 在单模工作状态下, 漏波波导输出电场极化垂直于波导内微波传输方向, 具有极低的交叉极化分量。在高频段, 由于波长较短, 天线通常为电大尺寸, 漏波波导的耦合量较小, 可以用一些近似理论来设计。如 X 波段 10 GHz 的一段长 1 m 的漏波波导, 对应 33 个微波波长, 可以用小耦合量的近似理论来设计天线^[7-8]。而在频率约 1.5 GHz 的 L 波段, 一段长度为 1 m 的波导, 对应的只有 5 个微波波长, 要实现高效率辐射, 必须增加耦合量, 此时漏波波导的设计就不能完全参照现有的小耦合量设计方法。本文在理论分析的基础上, 利用数值仿真软件来提取窄边加载金属圆杆的漏波波导的电参数, 并将其转化成直观的波导传播常数和衰减系数。然后根据所提取的物理参数, 设计 L 波段的高功率微波漏波波导天线, 并对天线性能开展仿真研究。

1 参数提取模型的建立

通过在一侧窄壁完全开放的漏波波导上加载平行于电场方向的导体圆柱, 圆柱两端与矩形波导宽边的金属壁相连, 根据电磁场的边界条件可知, 金属圆柱表面切向电场应为零, 导体圆柱将引起波导中传输场耦合向自由空间辐射。漏波结构的尺寸决定了其辐射特性, 导体圆柱半径 r 越小, 相邻两根导体圆柱的距离 s 越大, 漏波波导

宽边宽度 a 越窄, 耦合量越大, 辐射越强。漏波波导参数提取模型的建立必须考虑端口反射和天线密封条件。高功率微波源的稳定工作要求端口反射小, 大量的仿真数据表明, 波导端口反射会随着耦合量的增大而升高, 这决定了参数提取范围不能过大。微波管的真空封接需要在波导外侧密封损耗较小的介质罩, 介质罩厚度 h 及加载位置(介质板内表面与导体圆柱中心距离)将会影响天线系统的功率容量和口径场分布特性。

仿真所用的天线罩介质材料为高功率微波领域常用的高分子聚四氟乙烯, 其介电常数为 2.22 F/m, 不考虑其热效应等其他方面带来的损耗。所建立的模型的介质罩厚度为 1 cm, 介质罩与导体圆柱中心间距为 5 cm, 此时口径场分布抖动较小, 耦合能力较强, 能够满足一定的功率容量需求。另外, 周期性漏波结构的个数太少或过多都会导致参数提取失真, 最终采用的周期性缝隙个数为 $N=20$ 。仿真模型的剖面如图 1 所示。所有金属圆杆中心都位于波导开放窄边壁上, 波导宽边金属面沿辐射方向拓展是为了更好地吻合等效电路, 削弱在宽边方向组阵时的互耦量, 金属壁厚为 0.2 cm。

文献[7]中给出了小耦合量情况下波导传播常数与衰减系数的理论计算公式, 根据波导传输理论, 仿真计算传播常数和衰减系数的公式如下:

$$\begin{cases} \beta = \frac{\arg(S_{21}) - \beta_0 L}{Ns} \\ \alpha = -\frac{\ln S_{21} - 0.5 \ln(1 - S_{11}^2)}{Ns} \end{cases} \quad (1)$$

式中: β_0 为闭合波导的传播常数; L 为波导长度。在 L 波段, 增大耦合量的情况下, 所得的衰减系数 α 随波导宽边尺寸的变化关系如图 2 所示。

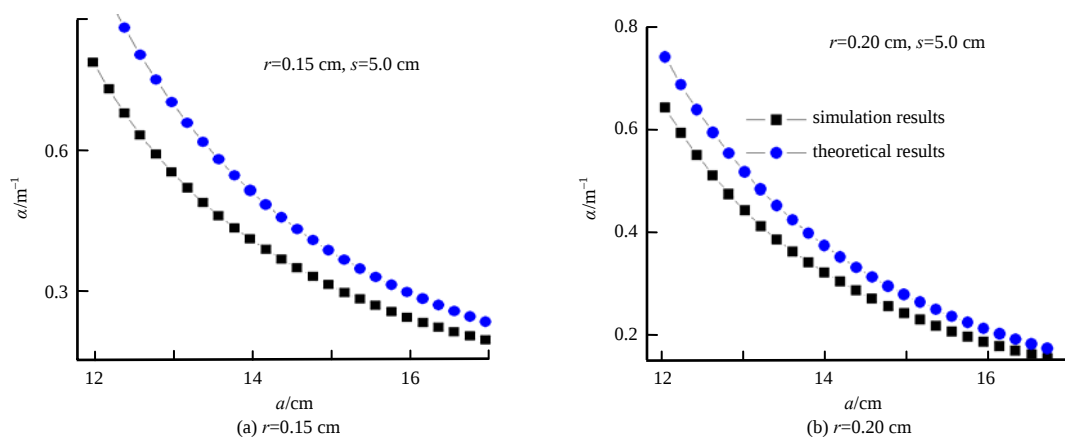


图 2 参量提取结果

波导窄边高度为 $b=8$ cm, 相邻金属圆杆距离 $s=5$ cm, 图 2 给出了金属圆杆半径为 0.15 cm 和 0.20 cm 时的结果, 纵坐标为波导衰减系数。仿真研究表明, 改变波导宽边宽度、导体圆柱半径或者相邻圆柱之间的距离, 只要增大了耦合量, 衰减系数的理论计算结果将偏离仿真结果越远。因此, 参照小耦合计算式来设计漏波天线将不可取。在 L 波段, 按照上述方法, 利用 CST 的强大计算功能来提取大耦合量结构电参数, 从而建立起漏波波导传播常数和衰减系数随波导结构尺寸的变化关系, 并以此来指导漏波天线的设计。

2 天线设计的理论分析

天线口径场分布、辐射效率和天线长度等是天线设计的重要参数。连续口径场分布的口径函数是连续变化的曲线, 对应的衰减系数也应是连续变化的曲线。但在漏波波导结构中, 由于导体圆柱的存在, 漏波波导被分割成一个个相邻的间隙。漏波结构这种分段辐射的特点, 只能以近似连续的观点来看待整体漏波结构中微波的泄漏。抖动较大的口径衰减系数曲线分布意味着结构突变的间隙, 因此口径衰减系数函数的分布曲线的选取原则以缓慢均匀为宜, 且衰减系数的最大值越小越好。

设电磁波在波导内沿波导纵向 z 传播, 口径场幅度分布函数为 $f(z)$ 。根据电磁波的传播与辐射规律, 在距离输入端口 z 处的归一化传输功率为:

$$P = e^{-2 \int_0^z \alpha(l) dl} \quad (2)$$

则口径辐射的归一化功率密度可以表示成:

$$\frac{e^{-2 \int_0^z \alpha(l) dl} - e^{-2 \int_0^{z+\Delta z} \alpha(l) dl}}{\Delta z} = A f^2(z) \quad (3)$$

式(3)左端表示口径泄漏的功率密度, 右端表示理论设计的口径功率密度分布。化简上式即可得到口径衰减系数分布函数与所设计的口径场幅度分布函数的关系:

$$-2\alpha(z) \cdot e^{2 \int_0^z \alpha(l) dl} = A f^2(z) \quad (4)$$

系数 A 由天线辐射效率 η 和天线总长度 L_0 确定。

$$\int_0^{L_0} A f^2(z) dz = \eta \quad (5)$$

根据已知的天线的总长度、辐射效率和口径场幅度分布函数就可确定天线沿口径上的衰减系数分布。上述参数是相互影响的: 不同的口径分布对应着不同的衰减系数分布; 降低天线辐射效率, 可以降低衰减系数函数的最大值, 使得衰减系数的口径分布曲线更容易实现; 增加天线长度, 可以降低衰减系数的分布, 但是增加了系统的体积^[9-10]。

综上所述, 在天线设计的过程中, 应该综合考虑 L_0, η 和口径幅度分布函数 $f(z)$, 一些物理量的最优结果之间是矛盾存在的, 如辐射效率与天线长度。因此需要结合实际需求, 选择最佳的可行的设计方案。

3 天线设计与优化

波导相位传播常数和衰减常数是波导结构尺寸 a, s 和 r 的函数, 由于导体圆柱半径的变化浮动小, 在天线设计的过程中, 固定导体圆柱不变, 则波导相位传播常数 β 和衰减常数 α 为波导宽边宽度 a 和相邻导体圆柱距离 s 的二维函数, 根据所提取的衰减常数和传播常数值, 用以下 2 个函数分别表达衰减常数和传播常数值:

$$\begin{cases} \alpha = h(a, s, r_0) \\ \beta = g(a, s, r_0) \end{cases} \quad (6)$$

经过理论计算得到的口径衰减系数分布函数设为 $\alpha(z)$ 。为使辐射能量集中, 各个辐射间隙的相位传播常数须保持为一个常数值, 设为 β_0 , 该传播常数值决定了电磁能量的辐射方向:

$$\theta = \arccos \frac{\beta_0}{\kappa} \quad (7)$$

式中 κ 是自由空间波数。则第 m 个间隙的波导结构中心波导宽边宽度 a 和间隙大小 s 由式(8)确定:

$$\begin{cases} \alpha \left(\sum_{1}^{m-1} s_m + \frac{s_m}{2} \right) = h(a_m, s_m, r_0) \\ \beta_0 = g(a_m, s_m, r_0) \end{cases} \quad (8)$$

辐射间隙总个数 M 由天线总长度控制:

$$\sum_{1}^M s_m \geq L_0 \quad (9)$$

为简化天线设计过程, 导体圆柱半径取 0.15 cm(设计参量由 3 个减少到 2 个, 且能满足理论设计需求)。理论设计的天线总长度为 2.0 m, 辐射效率为 97%, 口径为抛物线分布, 辐射方向与波导轴向 z 方向的理论设计夹角是 42°。根据单模工作条件, 矩形波导的窄边尺寸设计为 $b=8.0$ cm。

根据式(8)和(9), 所设计的天线的实际长度为 186.0 cm, 间隙个数为 31。相邻导体圆柱间距的变化从 4.01 cm 至 8.09 cm, s 随间隙序数的变化如图 3 所示; 波导宽边尺寸 a 变化范围是从 13.61 cm 至 12.61 cm, 如图 4 所示。初步仿真的天线的辐射效率仅为 93%, 为进一步提高天线辐射效率, 减小口径场偏离抛物线分布的抖动, 降低天线副瓣, 需要对天线结构进行优化。

优化可以通过调整导体圆柱间距、波导宽边宽度和导体圆柱半径, 使其口径场分布靠近理论设计的口径分布。为增大天线辐射效率, 实现口径场对称分布, 在天线的尾端可以适当延伸天线长度。着重调整中间段耦合辐射过

强或者过弱的间隙,减少场抖动,使口径场分布趋近抛物线分布。一次优化完成后,需要重新调整天线结构,计算天线性能。经过逐步优化设计,最终设计的天线长度约为 2.2 m,间隙个数增至 36,仿真所得的天线的口径场幅度分布趋近抛物线型,且场抖动减小。

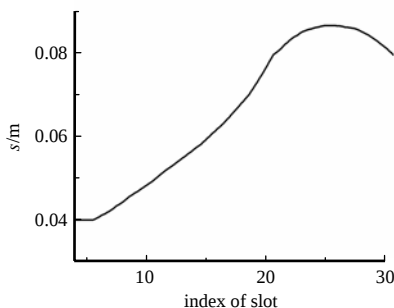


Fig.3 Space between adjacent bars
图3 相邻圆杆间距

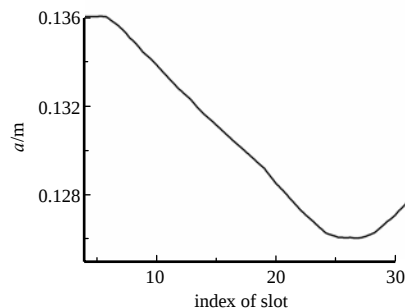


Fig.4 Size of rectangular waveguide broadside
图4 波导宽边尺寸

仿真得到的天线的 S 参数变化曲线如图 5 所示,从 S_{11} 的变化曲线可以看出,所设计的天线结构的反射非常小,在中心频率(1.575 GHz)处 $S_{11}=0.026$,在 1.5~1.6 GHz 频率范围内,都小于 0.036,几乎没有反射。从 S_{21} 的变化曲线可得中心频率(1.575 GHz)的 $S_{21}=0.208$,即匹配负载吸收功率为 4.33%。经优化后,辐射效率从 93.1%提高到 95.7%,基本达到了预期理论设计。

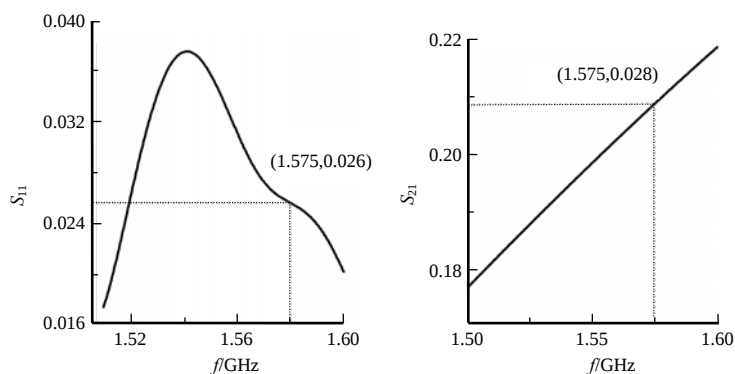


Fig.5 S parameter of optimization structure
图5 优化后的 S 参数

4 天线性能的仿真研究

矩形波导内部的电场为单模 TE_{10} ,辐射场沿着开放口径向外传播,其二维场剖面分布如图 6 所示。从二维场剖面图可以看出,在矩形波导内部,呈 TE_{10} 模沿着波导纵向传播,辐射方向与波导纵向呈一定夹角,该夹角为 42° ,与理论值相符。各个辐射间隙的辐射方向一致,等相位面近似在同一平面。在矩形波导内部,最大场强值位于馈源入口中心。在 0.5 W 的输入功率下,最大场强值为 321.74 V/m。根据 Robert J B 给出的真空中金属表面的射频击穿场强为 0.5 MV/cm,由此换算成矩形波导内最大的传输功率为 24.2 GW。

适当增加矩形波导的窄边尺寸,可以提高功率容量。监测介质平板外表面的电磁场发现,电场最大值出现在距离漏波结构开始处 1.1 m,即整个辐射结构的中心位置,最大场强为 81.46 V/m,如图 7 所示。如果以 45 kV/cm 为介质的击穿阈值,则按照此换算成功率容量为 1.6 GW,此功率容量水平远低于真空金属击穿的功率容量。在介质板加载的区域,当介质板到导体圆柱阵面的距离 D 从 0.05 m 变化至 0.06 m 时,电场有一个小的突变,介质击穿最容易发生在介质板外侧与空气接触的地方。为了提高功率容量水平,可以增大介质板与导体圆柱的距离。

图 8 是所设计天线的远场方向图。由 H 面方向图可以看出,主瓣方向与 z 轴夹角为 42° ,与理论设计方案相符,副瓣电平 -21.2 dB,与理论副瓣电平 -20.0 dB 较一致,说明该天线设计方案是行之有效的。天线增益为 15.8 dB, H 面主瓣宽度 8.1° , E 面主瓣方向与口径面垂直。主瓣波束宽度较宽,为进一步组阵实现波束扫描提供了基础。

由于矩形波导工作在单基模状态,内部场极化方式单一,因此天线辐射极化方式单一,不存在交叉极化。在 H 面内,其交叉极化方向图如图 8(c)所示,从图中可以看出,在 H 面内几乎没有交叉极化分量。

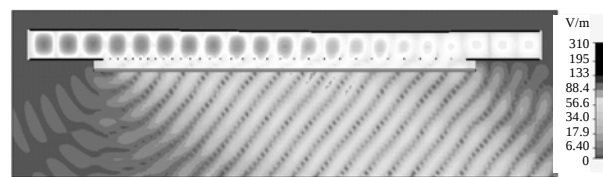


Fig.6 Profile of 2-dimensional field distribution
图6 二维场分布剖面图

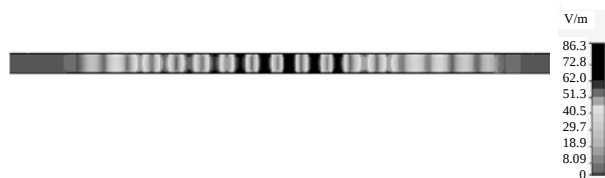


Fig.7 Aperture distribution
图7 口径场分布

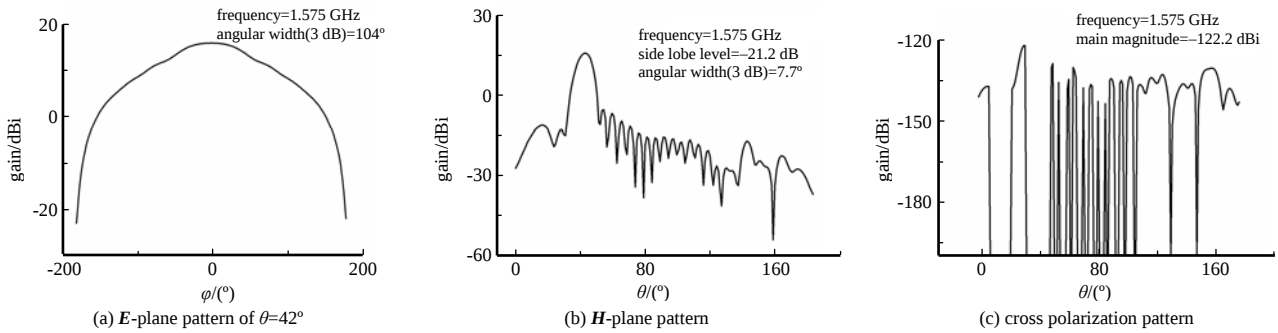


Fig.8 Far field pattern of the designed antenna
图 8 所设计天线的远场方向图

将上述单根天线紧密排列, 进行组阵, 研究阵列天线的性能, 天线单元数为 9。天线阵列的远场方向图如图 9 所示。由 H 面方向图可知, 主瓣宽度 7.7° , 与单波导的 8.1° 相差不大, 副瓣电平为 -20.9 dB, 与理论副瓣电平 -20.0 dB 近似, 说明各个波导的口径幅度分布在阵列轴向, 也近似均匀。主瓣方向与波导纵向夹角 42° , 主瓣增益为 25.6 dBi, 均与理论设计相符, $\theta=42^\circ$ 方向远场图主瓣宽度为 18.3° , 与单波导主瓣宽度的 104° 相比, 大大提高了辐射波束的方向性。

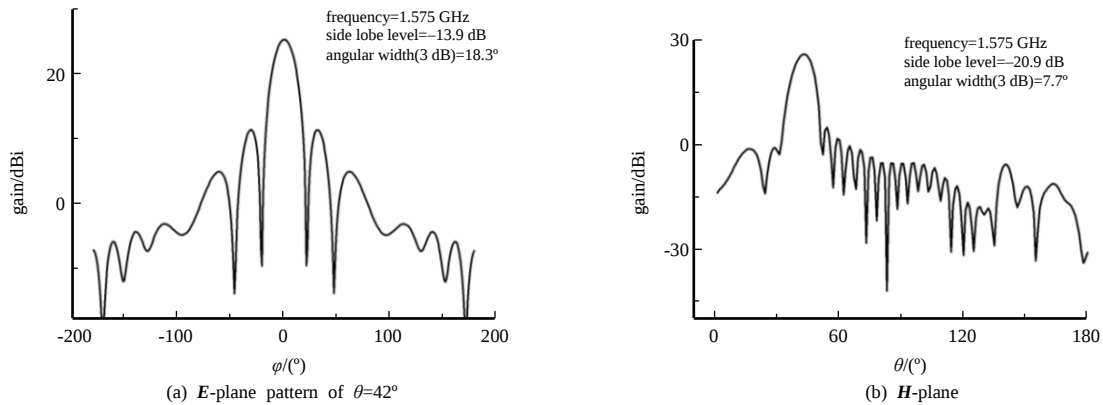


Fig.9 Far field pattern of array antenna
图 9 阵列天线远场方向图

改变相邻波导的馈电相位差, 能够获得该阵列的波束扫描方向图, 如图 10 所示。从图中可以看出, 当相邻阵元相位差从 0° 变化至 90° 时, 主波束方向从 0° 变化至 51° , 主瓣增益从 25.6 dBi 下降至 23.46 dBi。因此, 该阵列天线在垂直于波导轴向上, 具有一定的波束扫描能力。

5 结论

本文利用数值仿真软件提取电参数, 设计了基于漏波波导的 L 波段大耦合量高功率微波天线, 并对所设计的天线及其组阵开展了相关仿真研究。仿真研究结果与理论设计参数一致, 表明该设计方法是行之有效的。初步仿真结果满足高功率容量和波束扫描的需求, 为天线组阵和后期工程实际奠定了基础。

参考文献:

- [1] SENGUPTA S, JACKSON D R, LONG S A. Modal analysis and propagation characteristics of leaky waves on a 2 D periodic leaky-wave antenna[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2018, 66(3): 1181–1191.
- [2] PIASECKI P. Experience in developing, manufacturing and measurements of LTCC leaky-wave antennas operated in millimeter waves range[C]// 22nd International Microwave and Radar Conference. Poznan, Poland: IEEE, 2018: 212–215.

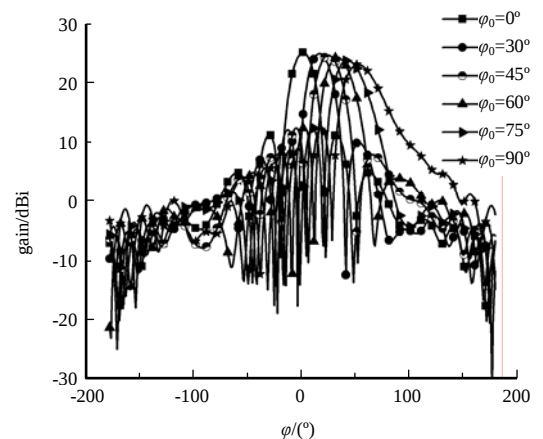


Fig.10 E-plane pattern of beam scanning
图 10 波束扫描下 $\theta=42^\circ$ 方向 E 面方向图

- [3] MARCUVITZ N. On field representations in terms of leaky modes or eigenmodes[J]. IRE Transactions on Antennas & Propagation, 1956,4(3):192–194.
- [4] HINES J N,RUMSEY V H,WALTER C H. Traveling-wave slot antennas[J]. Proceedings of the IRE, 1953,41(11):1624–1631.
- [5] ALTSCHULER H M,GOLDSTONE L. On network representations of certain obstacles in waveguide regions[J]. IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1959,7(2):213–221.
- [6] GOLDSTONE L,OLINER A. Leaky-wave antennas I:rectangular waveguides[J]. IRE Transactions on Antennas & Propagation, 1959,7(4):307–319.
- [7] 李佳伟,黄文华,梁铁柱,等. 基于漏波波导的 X 波段高功率微波天线[J]. 强激光与粒子束, 2011,23(8):2125–2129. (LI Jiawei,HUANG Wenhua,LIANG Tiezhu,et al. Design and simulation of X band HPM antenna based on leaky waveguide[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2011,23(8):2125–2129.)
- [8] 李佳伟,黄文华,梁铁柱,等. 基于漏波波导的 X 波段高功率微波天线的实验[J]. 强激光与粒子束, 2011,23(12):43–44. (LI Jiawei,HUANG Wenhua,LIANG Tiezhu,et al. Testing of X band HPM antenna based on leaky waveguide[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2011,23(12):3363–3366.)
- [8] 余龙舟,袁成卫,杨一明,等. 漏波波导的辐射特性及口径场分布选择[J]. 微波学报(增刊), 2014(30):344–347. (YU Longzhou,YUAN Chengwei,YANG Yiming,et al. Radiation characteristics and the aperture distribution selection of the leaky waveguide[J]. Journal of Microwaves(S1), 2014(30):344–347.)
- [10] 刘克成,宋学诚. 天线原理[M]. 长沙:国防科技大学出版社, 1988:71–87. (LIU Kecheng,SONG Xuecheng. Principle of antennas[M]. Changsha,China:National University of Defense Technology Press, 1988:71–87.)

作者简介:



余龙舟(1988–), 男, 重庆市人, 在读博士研究生, 主要研究方向为高功率微波辐射技术.
email:cqycq1988@sina.com.

袁成卫(1974–), 男, 河南省洛阳市人, 博士, 硕士生导师, 主要研究方向为高功率微波天线和微波器件.

贺军涛(1972–), 男, 湖北省天门市人, 博士, 博士生导师, 主要研究方向为基于渡越辐射效应高功率微波源.