

文章编号: 2095-4980(2019)01-0018-06

140 GHz, TE_{22,6} 模式回旋振荡管高频谐振腔

安 康, 刘本田, 张亦驰, 李志良, 曾 旭, 张 杨

(北京真空电子技术研究所 微波电真空器件国家级重点实验室, 北京 100015)

摘 要: 通过数值计算方法, 编程模拟了 140 GHz, TE_{22,6} 模式回旋振荡管开放式缓变截面谐振腔的传播特性, 计算出谐振腔的谐振频率和品质因数; 利用 CST 软件对该高频谐振腔进行仿真计算, 得到腔体内横截面的电场分布云图。通过实验和仿真软件得到的数据进行比较, 两者有较好的一致性。测试结果表明, 当磁场为 5.48 T, 电子注电流为 28 A, 电子注电压为 68.6 kV 时, TE_{22,6} 模式的平均输出功率为 0.25 kW, 峰值功率为 0.56 MW。当磁场为 5.68 T, 电子注电流为 27.6 A, 电子注电压为 69.12 kV 时, 回旋振荡管可同样工作于 TE_{22,6,2} 模式, 平均输出功率为 0.21 kW, 峰值功率为 0.47 MW。

关键词: 回旋振荡管; 谐振腔; 工作频率; 品质因数

中图分类号: TN129

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201901.0018

The resonator in 140 GHz, TE_{22,6}-mode gyrotron oscillator

AN Kang, LIU Bentian, ZHANG Yichi, LI Zhiliang, ZENG Xu, ZHANG Yang

(National Key Laboratory of Science and Technology on Vacuum Electronics,
Beijing Vacuum Electronics Research Institute, Beijing 100015, China)

Abstract: By means of numerical calculation, the propagation characteristics of the open and slowly varying section resonator of 140 GHz and TE_{22,6} mode gyrotron are simulated; the resonant frequency and quality factor of the resonator are calculated. The CST software is utilized to simulate the high-frequency resonator. The electric field distribution cloud diagram of the cross-section inside the cavity is obtained. The data obtained through the experiment and the simulation software are compared and the two are in good agreement. The test results show that when the magnetic field is 5.48 T, the current is 28 A and the voltage is 68.6 kV, the gyrotron could work in TE_{22,6} mode, and the average output power is 0.25 kW, the peak power is 0.56 MW; when the magnetic field is 5.68 T, the electronic current is 27.6 A and the electronic voltage is 69.12 kV, the gyrotron could also work in TE_{22,6,2} mode, and the average output power is 0.21 kW, the peak power is 0.47 MW.

Keywords: gyrotron; resonator; operating frequency; quality factor

根据换能机理和用途, 回旋管可以划分出多种管型, 其中最基本、最重要的是回旋振荡管^[1-2]。基于电子回旋脉塞机理的回旋振荡管是电子回旋共振加热(Electron Cyclotron Resonance Heating, ECRH)、电子回旋电流驱动(Electron Cyclotron Current Drive, ECCD)、陶瓷烧结、等离子体诊断等应用方面较为理想的高功率器件^[3-5]。高性能的回旋振荡管在毫米波段、亚毫米波段和太赫兹波段陆续研制成功, 注波互作用效率超过 40%, 若采用单级降压收集极, 效率可进一步提高, 有望超过 60%^[6-8]。近年来, 高功率、高效率、高频率回旋振荡管的研究成功加快了受控热核聚变的研究进程, 其中 140 GHz 高功率回旋振荡管可用于中国的超导托卡马克实验装置^[9-10]。

本文采用回旋振荡管开放腔的一种缓变截面谐振腔模型, 并利用四阶龙格—库塔方法编制成数值计算程序, 得出谐振腔的谐振频率、品质因数。本文将复数频率 ω 和复数场分布 $f(z)$ 分解为实部和虚部, 分别求解。并将理论计算得到的数据与实际回旋振荡管谐振腔测试得出的数据和 CST 仿真软件计算的数据相比较, 三者有较好的一致性。同时在实验测试时, 改变测试的工作条件, 该回旋振荡管可在 TE_{22,6,2} 模式下稳定工作。

收稿日期: 2018-03-15; 修回日期: 2018-06-12

基金项目: 国家重点研发计划资助项目—政府间国际科技创新合作专项磁约束核聚变能发展研究(2017YFE0300203)

1 理论分析

1.1 场分布方程

缓变截面开放式谐振腔中电磁场的纵向分布函数 $f(z)$ 满足二阶变系数微分方程^[11]:

$$\frac{d^2 f(z)}{dz^2} + h^2(\omega, z) f(z) = 0 \quad (1)$$

$$h^2(\omega, z) = \left(\frac{\omega}{c}\right)^2 - h_0^2(z) \quad (2)$$

式中: $h(\omega, z)$ 为纵向波数; ω 为角频率; c 为真空中的光速; $h_0(z)$ 为同一波型的横向波数。对于旋转对称的谐振腔

$$h_0^2(z) = \left[\frac{x_{mn}}{R(z)}\right]^2 \quad (3)$$

式中: $R(z)$ 为谐振腔圆波导的半径; x_{mn} 为第 m 阶贝塞尔函数 J_m (对于 TM _{m} 模式) 或者 J'_m (对于 TE _{m} 模式) 的第 n 个零点。

由于腔体的损耗, ω 应为复数形式, 即

$$\omega = \omega_1 + j\omega_2 \quad (4)$$

式中下标 1, 2 分别表示参量的实部与虚部。实部 ω_1 是腔体的谐振频率, 而虚部 ω_2 则代表了腔体的辐射损耗。将式(4)代入式(2)得

$$h^2(\omega, z) = \left[\frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{c^2} - \frac{x_{mn}^2}{R^2(z)}\right] + j\left[\frac{2\omega_1\omega_2}{c^2}\right] = d_1(z) + jd_2 \quad (5)$$

令

$$\frac{df(z)}{dz} = g(z) \quad (6)$$

则 $f(z)$, $g(z)$ 均为复数形式:

$$f(z) = f_1(z) + jf_2(z) \quad (7)$$

$$g(z) = g_1(z) + jg_2(z) \quad (8)$$

将式(5)~(7)代入式(1)得

$$\frac{d^2 f(z)}{dz^2} = \frac{dg(z)}{dz} = -h^2(\omega, z) f(z) = -[d_1(z) f_1(z) - d_2 f_2(z)] - j[d_1(z) f_2(z) + d_2 f_1(z)] \quad (9)$$

根据式(6)和式(9), 采用四阶龙格-库塔步进公式, 利用数值计算的方法便可求出场在谐振腔中的分布情况。但是初值点的确定需要进一步探索。

1.2 初值场的确定

回旋振荡管谐振腔的入口端在完全截止状态下, 则

$$h^2(z) = h_1^2(z) < 0 \quad (10)$$

当考虑腔体的始端存在微弱的辐射损耗时, 即 $\omega_1 \gg \omega_2$, 则

$$h^2(z) \approx d_1(z) < 0 \quad (11)$$

d_2 总是正值, 所以

$$h^2(z_0) = -j\sqrt{d_1^2(z_0) + d_2^2} e^{j\arctan\frac{d_2}{d_1(z_0)}} = -d_3(z_0) e^{jd_4(z_0)} \quad (12)$$

即:

$$d_3(z_0) = \sqrt{d_1^2(z_0) + d_2^2} \quad (13)$$

$$d_4(z_0) = \arctan\frac{d_2}{d_1(z_0)} < 0 \quad (14)$$

则:

$$h(z_0) = \pm j\sqrt{d_3(z_0)} e^{j\frac{d_4(z_0)}{2}} = \pm j\sqrt{d_3(z_0)} \left[\cos\frac{d_4(z_0)}{2} + j\sin\frac{d_4(z_0)}{2} \right] \quad (15)$$

在 z_0 点附近, f 应沿 $-z$ 方向呈衰减趋势, 所以

$$h(z_0) = -j\sqrt{d_3(z_0)} \left[\cos \frac{d_4(z_0)}{2} + j\sin \frac{d_4(z_0)}{2} \right] \quad (16)$$

谐振腔输入端的边界条件可用电磁辐射理论中的索末菲尔德(Sommerfeld)辐射条件应用于变截面波导中的形式来表示^[12]:

$$\frac{df(z_0)}{dz} - jh(z_0)f(z_0) = 0 \quad (17)$$

由式(6)得

$$\frac{df(z_0)}{dz} = g(z_0) = jh(z_0)f(z_0) \quad (18)$$

由于这里只考虑场的相对分布, 因此可令:

$$f_1(z_0) = 1 \quad (19)$$

$$f_2(z_0) = 0 \quad (20)$$

将式(16),(17),(20)代入式(18)得

$$g(z_0) = jh(z_0)f(z_0) = j \left\{ -j\sqrt{d_3(z_0)} \left[\cos \frac{d_4(z_0)}{2} + j\sin \frac{d_4(z_0)}{2} \right] \right\} = \sqrt{d_3(z_0)} \left[\cos \frac{d_4(z_0)}{2} + j\sin \frac{d_4(z_0)}{2} \right] \quad (21)$$

所以

$$g_1(z_0) = \sqrt{d_3(z_0)} \cos \frac{d_4(z_0)}{2} \quad (22)$$

$$g_2(z_0) = \sqrt{d_3(z_0)} \sin \frac{d_4(z_0)}{2} \quad (23)$$

式(19),(20),(22),(23)为谐振腔输入端的场表达式, 即初始点的场值。

除了给定初始点的场值外, 还必须选定频率 $\omega = \omega_1 + j\omega_2$ 。 ω 不同会得出不同的 $f(z)$ 。通过腔体的终端辐射条件可以得出谐振腔的本征频率和辐射损耗。

谐振腔的终端辐射条件为^[12]:

$$\frac{df(z_l)}{dz} + jh(z_l)f(z_l) = 0 \quad (24)$$

令

$$M = \frac{df(z_l)}{dz} + jh(z_l)f(z_l) = M_1 + jM_2 \quad (25)$$

$$|M| = \sqrt{M_1^2 + M_2^2} \quad (26)$$

给定 ω , 可以通过龙格—库塔法求出 $z=l$ 处的 $f(z_l)$, $\frac{df(z_l)}{dz}$ 和 $h(z)$ 代入式(26)得出 $|M|$ 的值, 改变 ω 即可得出一系列的 $|M|$ 值, 其中 $|M|$ 最小值对应的 ω 即为所求的本征频率。品质因数 Q 为:

$$Q = \frac{\omega_1}{2|\omega_2|} \quad (27)$$

1.3 初始值 ω 的选择

初始值 ω 的给定对于计算速度有重大影响, 初始值 ω 越靠近谐振腔的本征值, 计算速度越快, 搜索次数越少, 可以节约机时, 所以预估初始值 ω 是必要的。

1.3.1 ω_1 的初始值

谐振腔的谐振条件为^[13]:

$$2hL + \varphi_1 + \varphi_2 = 2n\pi (n=1,2,3,\dots) \quad (28)$$

式中: L 为主腔体的长度; h 为均匀波导中的纵向传播常数, 即由式(2)~(3)决定的 h ; φ_1, φ_2 是波在腔体两端反射时产生的相位突变, 在截止端面中取 $\pi/2$, 在没有截止截面的端面可近似取为 0。

先求出对应于缓变截面的截面半径平均值代入式(2), 根据式(28)即可求出 ω , 即可作为 ω_1 的初始值。

1.3.2 ω_2 的初始值

ω_2 的初始值可以取为:

$$\omega_2 = \frac{\omega \lambda_0}{8\pi L} = \frac{c}{4L} \quad (29)$$

式中 λ_0 为真空中的波长。

2 数值计算

本文回旋振荡管中采用的缓变截面开放式谐振腔如图 1 所示，由 3 部分组成， L_1 为通过线性连接的缓变输入端， L_2 为一段规则的圆波导， L_3 为输出渐变段， L_4 为输出端。腔体左端输入渐变段连接一段截止波导，目的是防止高功率微波反向传输进入电子枪中，影响电子注的轨迹。右端输出渐变段是一段开放式腔体，使得输出得到更好的匹配，微波反射较小，不影响腔体中的相互作用。

TE_{22,6} 模式的横向和纵向电场图分别如图 2、图 3 所示。表 1 列出了缓变截面谐振腔的结构参数。工作模式的幅值随轴向距离的变化如图 4 所示，在输入的缓变端口，场幅值很小，为消逝波的状态；在中间的圆波导管段，场幅值明显上升达到最大值，之后迅速衰减；在输出缓变端，场幅值变化趋于缓慢，基本上保持稳定不变。

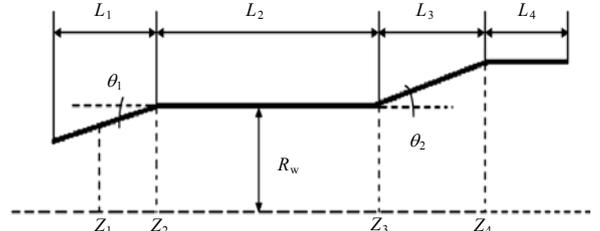


Fig.1 Structure diagram of the slow variable section resonator cavity
图 1 缓变截面谐振腔结构图

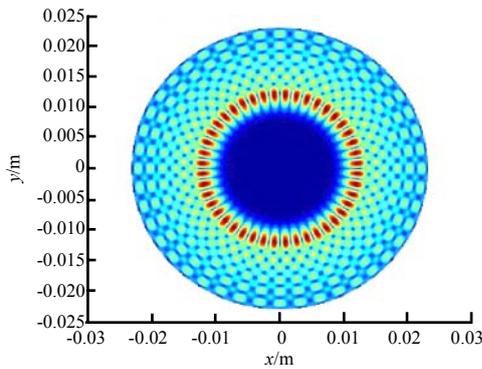


Fig.2 Transverse electric field diagram
图 2 TE_{22,6} 模式横向电场图

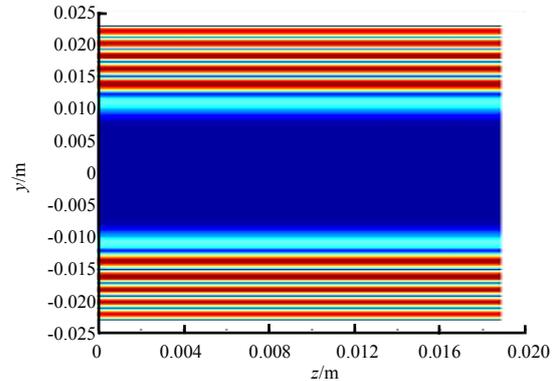


Fig.3 Longitudinal electric field diagram
图 3 TE_{22,6} 模式纵向电场图

表 1 缓变截面谐振腔的结构参数

Table1 Structural parameters of the tempered section resonator

frequency/GHz	140	frequency/GHz	140
mode	TE _{22,6}	L_4 /mm	10
L_1 /mm	14	R_w /mm	15.55
L_2 /mm	16	θ_1 (°)	5
L_3 /mm	15.7	θ_2 (°)	3

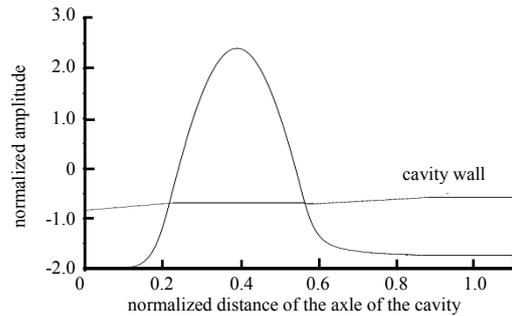


Fig.4 Amplitude of operating mode varies with the axial direction
图 4 工作模式的幅值随轴向距离的变化

工作模式相位随轴向距离的变化如图 5 所示，在输入缓变端和中间圆波导段的相位变化幅度较小，说明此时为驻波；在接近输出端口，相位呈现振荡式变化，说明此时为行波状态。

同时利用 CST 仿真电磁计算软件对所设计的高频谐振腔进行计算。因工作模式为 TE_{22,6} 模式，模式为高阶模式，难以直接进行仿真，利用电磁场理论，把谐振腔切分成 1/22，在不影响工作模式的场分布前提下通过边界条件强行滤除无关模式。通过仿真软件设计的高频谐振腔工作模式的分布云图如图 6 所示。

通过以上分析和计算，工作频率和 Q 值与仿真测得的实际数据如表 2 所示，虽有一定的误差，但基本保持了一致性。实

表 2 频率、 Q 值的理论计算与仿真数据的对比
Table2 Comparison between theoretical calculation and simulation data of Q and frequency

	theoretical calculation	CST
frequency	139.867	139.835
Q	1 263.700	1 286.000

实验测得的频率为 139.768 GHz, 目前实验还无法准确测试得到 Q 的数值。实验测得的频率是通过频谱分析仪得到的热测的结果。

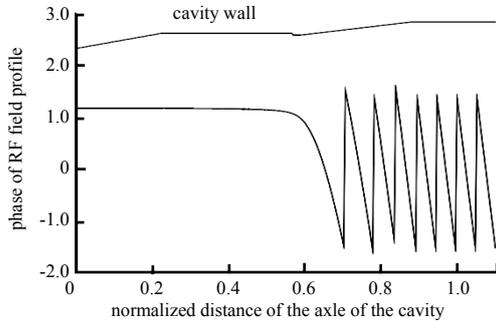


Fig.5 Phase of operating mode varies with the axial direction
图 5 工作模式相位随轴向距离的变化

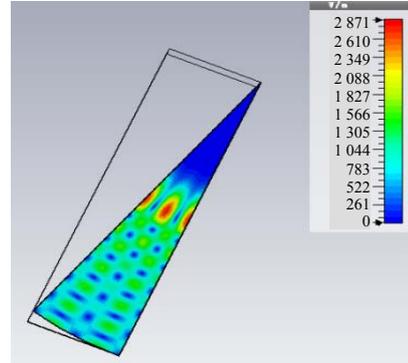


Fig.6 Distribution cloud of operating mode TE_{22,6}
图 6 TE_{22,6}工作模式分布云图

3 实验测试

工作于 TE_{22,6} 模式的实验条件如表 3 所示。在上述测试条件下得到平均输出功率为 0.25 kW, 峰值功率为 0.56 MW。

在实验测试过程中发现调节磁场的大小和电子注电流, 回旋管可同时工作于 TE_{22,6,2} 模式, 计算频率为:

$$f_{22,6,2} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{x'_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2} = 141.245 \text{ GHz} \quad (30)$$

式中: a 为谐振腔的半径; d 为谐振腔的长度, 即 L_2 的长度。

测试谱线的频率为 141.237 GHz, 由于加工会产生一定的误差, 所以实验数据与理论计算值略有差异, 但基本保持了一致。工作于 TE_{22,6,2} 模式的磁场为 5.68 T, 电子注电流为 27.6 A, 电子注电压为 69.12 kV, 平均输出功率达到 0.21 kW, 峰值功率为 0.47 MW。在后续实验过程中, 要注意实验的具体条件, 使回旋振荡管工作在所需工作模式下, 尤其是在横向输出振荡管中会涉及到高阶 TE 模式向高斯模式转换的问题, 如若回旋振荡管未在指定的模式下工作, 将会导致高斯模式转换效率低的问题, 从而影响回旋振荡管的性能。

4 结论

本文以 TE_{22,6} 为工作模式, 采用缓变截面开放式谐振腔结构, 对 140 GHz 回旋振荡管进行了理论和数值模拟分析, 给出了高频谐振腔的设计参数, 并通过数值计算得到工作频率和品质因数, 与实验和仿真得到的数据相比较, 有很好的一致性。通过实验测试得到 TE_{22,6} 电子注电压 68.6 kV, 电子注电流 28 A, 磁场 5.48 T, 占空比为 4.5×10^{-4} 的情况下平均输出功率为 0.25 kW, 峰值功率为 0.56 MW。保持占空比不变, 通过调节磁场、电子注电流和电子注电压的大小分别为 5.68 T, 27.6 A 和 69.12 kV 时, 可使回旋振荡管工作于 TE_{22,6,2} 模式下, 平均输出功率为 0.21 kW, 峰值功率为 0.47 MW, 表明设计的回旋振荡管可在两种模式下稳定工作。

参考文献:

- [1] THUMM M K. Recent advances in the worldwide fusion gyrotron development[J]. IEEE Transaction on Plasma Science, 2014,42(3):590-599.
- [2] 雷朝军,刘迎辉,蒙林,等. 110 GHz 回旋振荡管高频结构优化设计研究[J]. 电子科技大学学报, 2017,46(6):47-51. (LEI Chaojun,LIU Yinghui,MENG Lin,et al. Research on optimal design of high-frequency structure of a 110 GHz gyrotron[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2017,46(6):47-51.)
- [3] 李志良,刘本田,冯进军,等. 140 GHz 回旋振荡管高频腔体的数值模拟[J]. 微波学报, 2016,32(2):52-54. (LI Zhiliang,

表 3 TE_{22,6} 模式工作条件

Table3 Operating conditions of TE_{22,6}

electron voltage/kV	electron current/A	magnetic field/T	duty cycle
68.6	28	5.48	4.5×10^{-4}

- LIU Bentian, FENG Jinjun, et al. Numerical simulation of high frequency cavity of 140 GHz cyclotron[J]. Journal of microwave, 2016, 32(2):52-54.)
- [4] THUMM M. State-of-the-art of high power gyro-devices and free electron masers[M]. Karlsruhe, Germany: Karlsruhe Institute of Technology, 2014.
- [5] 鄢扬, 傅文杰. 太赫兹回旋管研究进展[J]. 真空电子技术, 2013(1):27-30. (YAN Yang, FU Wenjie. Research progress on terahertz gyrotron[J]. Vacuum Electronics Technology, 2013(1):27-30.)
- [6] LUCE T C. Applications of high-power millimeter waves in fusion energy research[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2002, 30(3):734-754.
- [7] BRATMAN V, GLYAVIN M, IDEHARA T, et al. Review of subterahertz and terahertz gyrodevices at IAP RAS and FIR FU[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2008, 37(1):36-43.
- [8] DAMMERTZ G, BRAUCE H, ERCKMANN V, et al. Progress in the 10-WM ECRH system for the stellarator W7-X[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2004, 32(1):144-151.
- [9] WU D J, WANG X J, XU H D, et al. Polarization and mode control of EAST 140 GHz ECRH&CD system[J]. Journal of Fusion Energy, 2014, 33(6):634-639.
- [10] LIU Bentian, FENG Jinjun, LI Zhiliang, et al. Research of 140GHz, TE_{22,6} mode gyrotron for EAST[C]// Vacuum Electronics Conference. Monterey, California:[s.n.], 2016:465-466.
- [11] 程玉琪, 林渝. 缓变截面开放式谐振腔的数值解[J]. 东南大学学报(自然科学版), 1981, 11(4):28-35. (CHENG Yuqi, LIN Yu. Numerical solution of slowly-changing open-cavity resonator[J]. Journal of Southeast University(Natural Science Edition), 1981, 11(4):28-35.)
- [12] 徐良玉. 高功率回旋管高频结构分析与研究[D]. 成都:电子科技大学, 2015. (XU Liangyu. Analysis and research on high power cyclotron of high frequency structure[D]. Chengdu, China: University of Electronic Science and Technology of China, 2015.)
- [13] 钱光弟, 王文祥. 缓变截面波导型开放式谐振腔的数值计算[J]. 电子科技大学学报, 1984(1):65-73. (QIAN Guangdi, WANG Wenxiang. Numerical computation of changing the waveguide-type open cavity[J]. University of Electronic Science and Technology of China, 1984(1):65-73.)

作者简介:



安康(1994-), 男, 安徽省马鞍山市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为高功率微波、毫米波和太赫兹回旋器件. email: ak691371583@163.com.

刘本田(1972-), 男, 河南省安阳市人, 博士, 研究员, 主要研究方向为高功率微波、毫米波和太赫兹回旋器件.

张亦驰(1991-), 男, 天津市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为高功率微波、毫米波和太赫兹回旋器件.

李志良(1979-), 男, 安徽省宿州市人, 在读博士研究生, 高级工程师, 主要研究方向为高功率微波、毫米波和太赫兹回旋器件.

曾旭(1984-), 男, 福建省永定县人, 在读博士研究生, 高级工程师, 主要研究方向为高功率微波、毫米波和太赫兹回旋器件.

张杨(1989-), 男, 山西省大同市人, 助理工程师, 主要研究方向为高功率微波、毫米波和太赫兹回旋器件.