

GaAs 肖特基二极管外差接收系统用于 托卡马克电子回旋辐射的诊断*

王士杰 周宝庆 张惠尔 董永初

(中国科学院上海技术物理研究所)

摘要——本文给出了采用 GaAs 肖特基势垒二极管外差接收系统诊断 CT-6 托卡马克二次谐波非寻常模电子回旋辐射的实验结果。GaAs 肖特基势垒二极管外差接收系统的工作频率为 64~72 GHz, 其最小可探测功率小于 10^{-10} W (中放带宽为 500 MHz), 用于 CT-6 托卡马克电子回旋辐射的诊断具有足够的探测灵敏度、空间分辨率和时间分辨率。

一、引言

利用肖特基势垒的正向非线性特性, 在本振激励下产生混频作用, 能组成外差接收系统, 这是一种室温使用、响应快、频带宽、机械性能稳定并具有较高灵敏度的探测系统。用它进行等离子体诊断研究, 能方便而有效地测得电子回旋辐射的时空分布^[1], 并在天文观察、导弹末级制导、成像雷达等方面得到广泛应用。

我们运用 GaAs 肖特基势垒二极管外差接收系统对 CT-6 托卡马克二次谐波非寻常模的电子回旋辐射进行诊断, 得到了在光性厚情况下电子温度的时空分布和等离子体中心区域的电子温度, 也观察到 MHD 不稳定性引起的电子温度的扰动和逃逸电子引起的强辐射现象。在 CT-6 托卡马克上得到的上述实验结果能加深对高温等离子体物理的研究。

我们所用的 GaAs 肖特基势垒二极管外差接收系统的工作频率在 64~72 GHz 间, 其最小可探测功率小于 10^{-10} W (中放带宽为 500 MHz), 噪声系数为 18 dB, 用于 CT-6 托卡马克电子回旋辐射的诊断具有足够的灵敏度、空间分辨率和时间分辨率。

二、工作原理^[2]

假定装置中的等离子体在等磁位面中的电子温度 T_e 与电子密度 n_e 是均匀的, 并且在局部热平衡条件下服从基尔霍夫辐射定律, 电子速率服从麦克斯韦分布, 则在非相对论 ($KT_e < 10 \text{ keV}$) 情况下, 电子回旋辐射强度为:

本文 1982 年 8 月 11 日收到。

* 本工作使用的混频器由中国科学院上海技术物理研究所熊守仁、顾旭昌、江志兰、曾月英同志研制。

$$I = I_{BB} [1 - e^{-\tau(r)}], \quad (1)$$

$$I_{BB} = \frac{\omega^3 k T_e}{8 \pi^3 c^3}, \quad (2)$$

$$\tau = \int_{-a}^a \alpha dr, \quad (3)$$

式中: I_{BB} 是黑体辐射强度, ω 是回旋频率, k 是玻尔兹曼常数, c 是光速, α 是吸收系数, a 是等离子体半径。

应用喇叭天线接收的电子回旋辐射功率 P 有如下关系:

$$P = \int I d\Omega d\omega dA, \quad (4)$$

式中: A 是天线口径的面积, Ω 是天线立体角。对于高增益天线, 可近似得到:

$$\int d\Omega dA = \frac{4\pi^2 c^2}{\omega^2}, \quad (5)$$

$$P = k T_e \Delta f [1 - e^{-\tau(r)}], \quad (6)$$

式中 Δf 是接收机的带宽。当 $\tau(r) \gg 1$ 时, 由式(6)可以近似得到:

$$P \approx k T_e \Delta f. \quad (7)$$

由式(7)可知, 在光性厚情况下电子回旋辐射近似于黑体辐射, 只要已知接收机带宽, 测得电子回旋辐射的功率, 即能简单地算得其相应的电子温度。

托卡马克的磁场有如下关系:

$$B = \frac{B_0}{1 \pm r/R}, \quad (8)$$

$$\omega = \frac{neB}{m}, \quad (9)$$

式中: B_0 是中心纵向磁场强度, B 是任意点纵向磁场强度, r 是中心到某点的距离, R 是环半径, n 是谐波次数, e 是电子电荷, m 是电子质量。

显然, 接收二次谐波非寻常模的辐射易于满足光性厚的条件¹⁾。

由式(7), (8), (9)可知: 在相同放电条件下, 固定本振频率, 变化中心纵向磁场强度, 能求得电子温度的空间分布。

OT-6 托卡马克满足光性厚条件的各项参数间关系如图1所示¹⁾, 在实验中我们还考虑了 OT-6 托卡马克等离子体内部谐波数重迭区域。

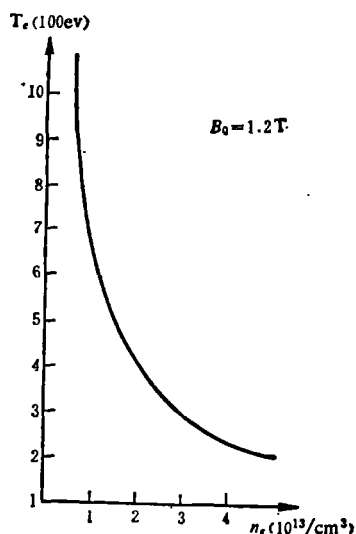


图1 OT-6 托卡马克满足光性厚条件的 T_e - n_e 临界关系

三、实验装置

1. 框图(见图2)

OT-6 托卡马克的辐射信号由封入装置内的喇叭天线接收, 经窗口、过模波导和波导过

1) 中科院合肥等离子体研究所、中科院上海技术物理研究所、中科院物理研究所, “OT-6 托卡马克电子回旋辐射测量”, 内部报告(1982)。

渡段注入标准 4mm 微波接收系统,喇叭的增益大于 25 dB。喇叭、窗口、过模波导和波导过渡段的损耗约为 6 dB。本振源是 64~72 GHz 的反射速调管。采用 6.5 dB 定向耦合器将信号由中频放大器放大,中放带宽是 50~550 MHz,二级串联增益是 60 dB。中放后的信号经二极管检波输出,在示波器上显示;或直接输入全景频谱分析仪进行观察。前者可对信号定标,后者可对信号的大小和模式进行分析研究。

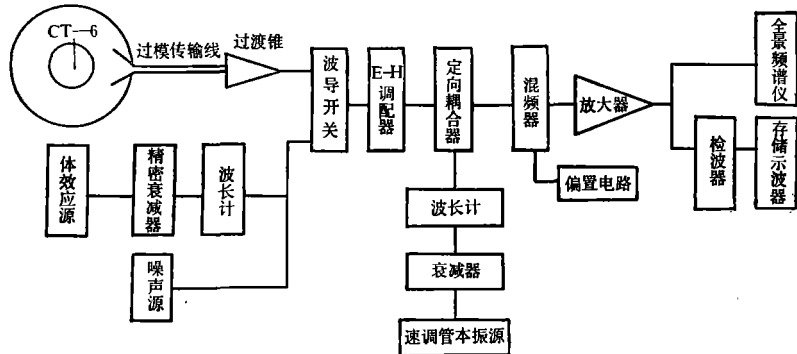


图 2 外差接收系统的框图

为了从式(7)算得 OT-6 托卡马克的电子温度,需要对接收到的辐射功率进行定标,因此为主线安置了 4mm 体效应振荡源和 4mm 噪声源。体效应振荡源的输出功率已由校正的精密衰减器和功率探头进行校核。4mm 噪声源输出功率已由黑体标定。

2. 混频二极管

GaAs 肖特基势垒混频二极管的结构和等效电路如图 3 和图 4 所示。

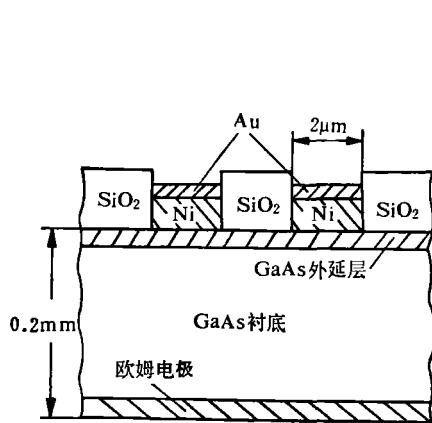


图 3 GaAs 肖特基势垒混频二极管的结构图

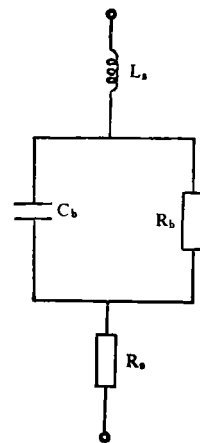


图 4 肖特基势垒混频二极管的等效电路

混频二极管的势垒电容 C_b , 串联电阻 R_s (考虑趋肤效应), 截止频率 f_{co} , 和烧毁能量 B_p 的表达式是^[3]:

$$C_b = \frac{\pi D^2}{4} \left[\frac{\epsilon q N_{epi}}{2(\phi - V_0)} \right]^{1/2}, \quad (10)$$

$$R_s = R_{epi} + R_{skin} + R_c, \quad (11)$$

其中,
$$R_{epi} = \frac{1}{N_{epi} \mu_{epi} q \tau^2} (W - \delta_r), \quad (12)$$

$$\delta_r = \left[\frac{2 \varepsilon \varepsilon_0 (\phi - V_c)}{q N_{epi}} \right]^{1/2}, \quad (13)$$

$$R_{skin} = \frac{\rho_s}{2\pi} \left[\frac{1}{\delta} \ln \frac{b}{r} + \frac{1}{r} \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{b}{r} \right) \right] + \rho_s \frac{h}{\pi} \frac{1}{(2b - \delta)\delta}, \quad (14)$$

$$f_{co} = \frac{1}{2\pi R_s C_b}, \quad (15)$$

$$B_p = \frac{4\pi^2 r^2 k_t \sqrt{t_0} \Delta T}{\sqrt{\pi D_0}}. \quad (16)$$

由式(10), (11), (12), (14), (15)可知减小势垒直径对提高混频二极管截止频率具有重要意义,但是式(16)指出,器件的容许烧毁能量与 r^2 成正比,致使势垒直径的减小受到实用方面的限制。提高 $N_{epi}^{1/2}$ 与 μ_{epi} 的乘积也能提高截止频率, GaAs的掺杂浓度在 $1 \sim 3 \times 10^{17} \text{cm}^{-3}$ 范围内, $N_{epi} \cdot \mu_{epi}$ 值最大。从式(10)可知,提高势垒高度能降低 C_b 以提高 f_{co} ,但是将使启动电压升高,导致所需本振功率增大,这是短毫米波和远红外外差接收所不允许的。

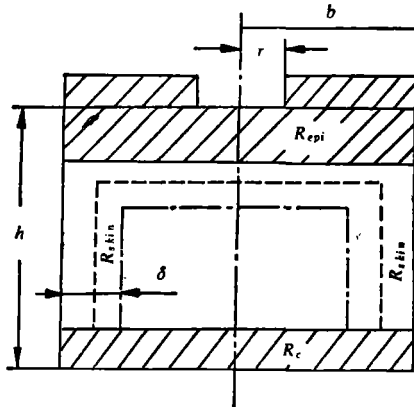


图5 考虑趋肤效应后计算串联电阻的理想模型

综上所述,为了使肖特基势垒混频二极管满足短毫米波段的使用要求,器件设计必须合理选择参数,以缓和由于各参数之间相互制约引起的矛盾。对于CT-6托卡马克电子回旋辐射诊断的混频器,我们采用Ni-n型GaAs外延层的蜂窝状触丝直接封入波导的结构。外延层由掺硫气相外延法生长,载流子浓度是 $2 \times 10^{17} \text{cm}^{-3}$,迁移率是 $3500 \text{cm}^2/\text{V} \cdot \text{sec}$,

厚度是 $0.4 \mu\text{m}$;衬底材料浓度是 $1 \sim 2 \times 10^{18} \text{cm}^{-3}$;势垒直径是 $2 \mu\text{m}$;为避免覆盖电容,采用电镀Ni方法以形成势垒金属。实测直流参数范围如表1所示。

表1 混频二极管实测直流参数范围

参 数	n	$R_s(\Omega)$	$V_b(\text{V})$
数据范围	1.13~1.25	17~22	≥ 8

3. 混频器参量

混频器的主要参量是变频损耗和噪声温度比。组成外差接收系统时,混频器将与中频放大器相联,因此噪声系数应以下式表示:

$$N_{F1} = L(t_m - 1 + N_{IF}), \quad (17)$$

式中, L 是混频器的变频损耗, t_m 是混频器噪声温度比, N_{IF} 是中频放大器的噪声系数。

混频器的变频损耗包括失配损耗 L_1 ,串联电阻损耗 L_2 和可变电导损耗 L_3 ,其表达式是^[8]:

$$L_1(\text{dB}) = 10 \log \frac{(S_1 + 1)^2}{4 S_1} + 10 \log \frac{(S_2 + 1)^2}{4 S_2}, \quad (18)$$

$$L_2(\text{dB}) = 10 \log \left(1 + \frac{R_s}{R_b} + \omega^2 C_b^2 R_s R_b \right), \quad (19)$$

$$L_{2\text{min}}(\text{dB}) = 10 \log(1 + 2\omega C_b R_s), \quad (20)$$

$$L_3(\text{dB}) = 10 \log \left[2 \left(1 + \frac{1}{\alpha} \right)^2 \right], \quad (21)$$

式(21)中, α 是肖特基势垒混频二极管伏安特性的非线性系数。当 n 趋近于 1 时, 变频增益增大, α 值增大, L_3 下降, 我们在电路设计中已考虑到这一点。运用直流增量法进行实测的结果表明, 混频器最佳变频损耗为 4.2 dB。

混频器的噪声温度比与不同的混频电路有关^[4]。当混频器与信号镜象频率同时匹配时,

$$t_m = \frac{1}{L} [t_D(L-1) + 2], \quad (22)$$

当混频器与信号匹配, 但对镜象开路或短路时,

$$t_m = \frac{1}{L} [t_D(L-1) + 1], \quad (23)$$

其中, 混频二极管的噪声温度比 t_D 可近似由下式示之^[3]:

$$t_D \doteq \frac{1}{2} n + \frac{q_i R_s}{2kT}。 \quad (24)$$

由上可见, 要减小变频损耗, 降低噪声温度比, 必须使 n 趋近于 1, 降低 R_s , 并使输入端与信号源阻抗匹配, 中频输出阻抗与中放输入阻抗相匹配。

4. 系统参数和系统定标

GaAs 肖特基势垒二极管外差接收系统中频带宽内的最小可探测功率可按图 2 进行测定, 信号源采用已标定的气体放电噪声管, 其输出超噪比为 19.2 dB。采用测定中频功率和用全景频谱分析仪进行监测的方法均可测得, 中频带宽为 500 MHz 时, 最小可探测功率小于 1×10^{-10} W。

接收系统的噪声系数可按下式进行测量:

$$NF_2 = ENR - 10 \log(Y - 1) - A, \quad (25)$$

式中: ENR 是噪声源的超噪比, Y 是噪声源点燃和熄灭时的中放指示的变化量, A 是微波输出端至混频器的损耗。当中放带宽为 500 MHz, 混频器变频损耗为 7 dB 时, 测得系统的噪声系数是 18 dB。

用于测量 OT-6 托卡马克电子回旋辐射的接收系统的空间分辨率为 0.5 cm, 时间分辨率小于 $2 \mu\text{s}$ 。

为使系统定量地测得电子回旋辐射的电子温度, 我们对接收系统进行了定标。由于整个系统涉及的部件很多, 系统接收灵敏度又很高, 因此要达到高精度的小信号模拟定标是困难的。根据系统的特点, 我们在输入端安置一波导开关, 分别连接 OT-6 实验装置和定标信号源。在实验过程中, 经常用定标信号源进行校核。输入信号或定标信号通过定向耦合器与本振一起进入混频器, 得到差拍的中频信号, 经检波后用高灵敏度的记忆示波器显示。当接收到的放电信号进入系统时, 在示波器上得到随时间变化的电压信号波形。系统定标是这样进行的: 输入定标信号在示波器上得到相应的电压变化值, 将它与放电信号进入系统时在示波器上得到的电压信号进行对比。

定标信号源采用噪声源或体效应振荡源(它的输出功率为 1 mW, 已核衰减器的衰减量

为 50 dB~80 dB)。所用的噪声源经过中科院半导体研究所标定,超噪比是 19.2 dB,根据定义可得到噪声源的等效噪声温度 T 为 2.44×10^4 K。噪声源输出有用功率为 1.68×10^{-10} W,该噪声源的等效电子温度 T_e 为 2.1 eV。考虑到波导开关至装置天线口之间存在喇叭、窗口、过模传输线和过渡锥体,其损耗约为 6 dB,因此定标信号源换算到装置天线口的等效能量是 8.4 eV。当实验时输入定标信号后,它在示波器上的电压变化为 1.2 mV。因此接收机的定标灵敏度是 7 eV/mV。于是 OT-6 装置输出的辐射信号,在光性厚条件下可由式(7)进行计算;并能从示波器显示的电压值直接得到电子回旋辐射的 eV 值。

四、实验结果

1. OT-6 托卡马克电子温度的时空分布

在近似相同的放电条件下,改变 OT-6 托卡马克纵向磁场,便得到电子温度的粗略的时空分布,如图 6 所示。

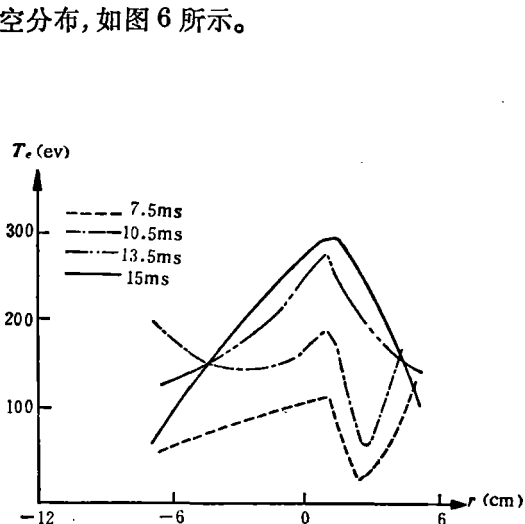


图 6 不同放电时间下电子温度的时空分布

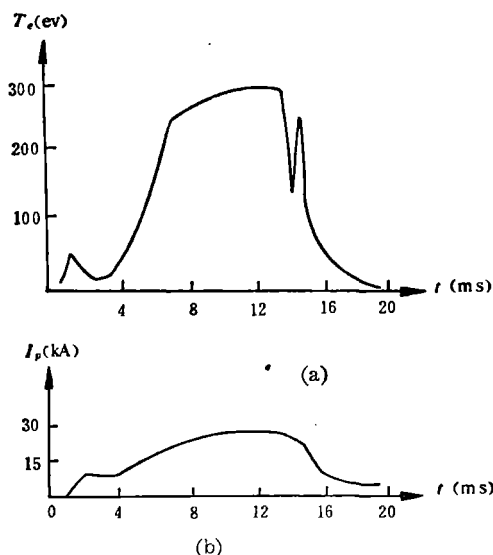


图 7 电子温度 T_e 和装置环电流 I_p 随时间的变化

2. 等离子体中心区域电子温度与时间的关系

图 7(a) 表示,在典型放电情况下测量 OT-6 托卡马克电子回旋辐射二次谐波非寻常模的辐射,所得到的在等离子体中心区域电子温度随时间变化的关系。图 7(b) 给出了环电流 I_p 随时间的变化。图 8 给出了用 4 mm 微波干涉仪测得的平均电子密度。中心纵向场 $B_0 = 12$ kG,二次谐波的辐射频率为 66 GHz。由图 7 和图 8 可知, $t > 10$ ms, 等离子体接近于满足 $\tau > 1$ 的条件,该时电子温度大于 270 eV。

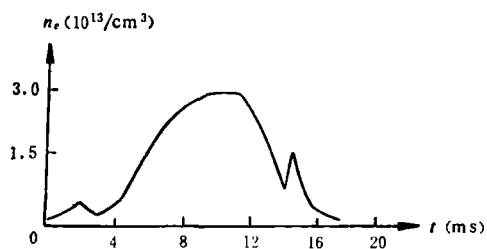


图 8 $r=0$ 处平均电子密度 n_e 随时间的变化

3. MHD 不稳定性引起的电子温度的扰动

图 9 给出了电子回旋辐射被周期性的小振幅锯齿波扰动的现象,扰动振荡频率是 2.5 kHz,振幅比近似为 5%。实验观察到 OT-6 托

卡马克 MHD 不稳定性引起的 T_e 扰动通常在放电时间 6 ms 时出现, 延续时间约 3 ms。采用软 X 射线测量也能显现扰动的存在。

4. 逃逸电子引起的辐射

OT-6 托卡马克放电初期有时能观察到比正常放电情况大 2~3 倍的强的电磁波辐射, 与硬 X 射线测量进行对比, 其时间对应关系是一致的。这是由逃逸电子引起的电磁辐射, 如图 10 所示。

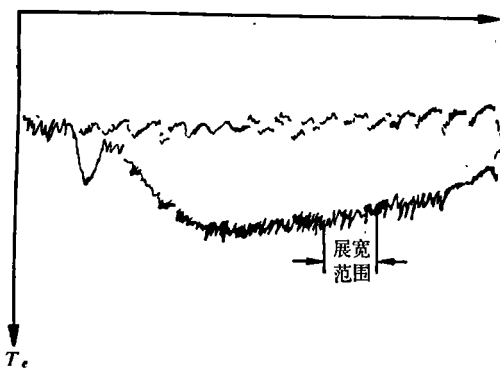


图 9 MHD 不稳定性(上线是图中所示范围的展宽)



图 10 逃逸电子现象(由尖峰表示)

五、结 语

1. 提高外差接收系统的信噪比, 必须降低肖特基势垒混频器的噪声温度比和变频损耗。除提高使用频率外, 降低串联电阻 R_s 是改善噪声温度比的有效途径。必须从器件设计着手缩短二极管电流流通的距离。

2. 当托卡马克的纵场增大后, 接收系统的工作频率应该相应提高。这就要求提高外延材料的迁移率, 减薄外延层厚度, 减小势垒直径。为此应选择新型半导体材料, 采用分子束外延和电子束光刻技术进行制备。当使用频率超过 150 GHz 时, 为减小混频腔体损耗和便于加工, 应采用由光学干涉原理组成的双工器和准光学接收腔体。

3. 在测量 OT-6 托卡马克电子温度的时空分布时, 可以通过双环电流及其波形的监视得到相同放电条件, 但这仍然是十分粗略的, 应该采用扫频型本振源, 并设法展宽混频器的带宽。

致谢——作者实验中曾得到中科院物理研究所陈春先、郑少白、刘轶群、崔滨生和中科院合肥等离子体物理研究所沈学民、胡懋廉同志大力协助, 并进行了多次有益的讨论, OT-6 托卡马克运行组及 X 射线诊断组同志在实验中也给予协助和支持, 一并致以深切谢意。

参 考 文 献

- [1] Luhmann N. C., Jr., *Infrared and Millimeter Waves*, 2(1979), 16~20.
- [2] Boyd D. A., *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 1(1980), 1, 45.

- [3] 王士杰, 电子技术, (1980), 8, 19~22.
[4] 中科院半导体所混频器研制组, 半导体学报, 1(1980), 3, 235~238.

THE DIAGNOSIS OF TOKAMAK ELECTRON CYCLOTRON RADIATION BY GaAs SCHOTTKY DIODE HETERODYNE RECEIVER

WANG SHIJIE, ZHOU BAOQING, ZHANG HUI'ER, DONG YONGCHU
(*Shanghai Institute of Technical Physics, Academia Sinica*)

ABSTRACT

The first experimental results of diagnosing the second harmonic extraordinary mode electron cyclotron radiation of OT-6 Tokamak by GaAs Schottky barrier diode heterodyne receiving system are given out. The minimum detectable power of GaAs Schottky barrier heterodyne receiving system is less than 10^{-10} W when the bandwidth of I. F. is 500 MHz, and the operating frequency is 64~72GHz. This system has enough detective sensitivity, spatial and temporal resolution when used in the diagnosis of the electron cyclotron radiation of OT-6 Tokamak.