本文已被IEEE《微波理论与技术汇刊》录用。本文为尚未完成全面编辑的作者版本，最终发表前内容可能会有所变更。引用信息：DOI 10.1109/TMTT.2024.3371160

一种基于阳极电流特性的 S 波段磁控管系统稳定性改进新方法

Shaoyue Wang，*IEEE* 学生会员、Yan Zhao、Xiaojie Chen 和 Changjun Liu，高级*IEEE* 会员

摘要—**磁控管是一种高效率、大功率、低成本的微波源，应用十分广泛。本文提出了一种通过新型有源失真消除器调节阳极电流，从而改善磁控管输出特性的方法。该方法利用 MOSFET 的恒流状态抑制阳极电流纹波，并消除磁控管输出纹波。在实验中，将改进型开关电源应用于一台 1 千瓦商用 S波段磁控管。阳极电流峰峰值纹波由 31 毫安降低至 7 毫安。自由振荡磁控管的谱宽由 246 千赫降至 87 千赫。在注入锁定状态下，杂散噪声显著降低，在 100 赫兹偏移处的最大抑制强度达到 23 分贝。在功率注入比为 0.13 时，磁控管幅度和相位抖动的峰峰值分别被抑制至原始值的 15% 和 16%。该方法为稳定注入锁定磁控管的输出相位提供了一种新途径，有望应用于相控阵、无线电能传输、粒子加速器、大功率通信以及其他要求高相位稳定性的场景。**

索引词—**阳极电流纹波、注入锁定、磁控管、幅度稳定性、相位稳定性、相位噪声、S 波段**

I. 引言

Manuscript 粒子加速器、相位控制阵列、无线电力传输以及无线信息与能量同传等微波应用始终需要性能优异的大功率微波源 [1]-[5]。磁控管是应用广泛的微波源，因其成本低、重量轻、直流（dc）到射频（RF）的转换效率高以及输出功率高等优势，受到研究人员的广泛关注。然而，磁控管较差的相位稳定性和随机变化的输出频谱带，给波束控制、功率合成以及降低对相邻频段的干扰等方面带来了挑战，而这些正是上述领域所要求的 [6]。这些缺陷极大地限制了磁控管的应用。

本研究部分由国家自然科学基金委员会（NSFC）项目U22A2015和62071316资助。S. Wang、Y. Zhao和C. Liu就职于中国成都610064四川大学电子信息学院（通讯作者： *Changjun Liu*。电子邮箱：cjliu@ieee.org）。X. Chen就职于中国南宁530028广西壮族自治区高级人民法院。

研究人员已对克服磁控管的缺点开展了广泛研究 [7]-[9]。注入锁定技术是改善磁控管输出微波质量的一种有效方法[10]。通过注入外部高精度、低功率信号，该技术能够完全控制磁控管输出微波的频率和相位。然而，注入锁定磁控管的性能也与直流电源及其固有特性密切相关。

优化磁控管谐振腔的场分布特性是提高其输出质量的一种方法。Neculaes 等人通过扰动磁体，成功恢复了磁场的轴向对称性，并降低了载波频率附近的噪声 [11]-[13]。另一种方法是提升磁控管直流电源的性能。Chen 等人在电源中加入无源滤波模块，以抑制电压纹波，并显著提高了20千瓦磁控管的微波输出纯度 [14]。T.-S. Lee 等人提出了一种具有增益-频率跟踪控制功能的直流电源。该电源有效调节了加热效应和腔体功率分布，实现了出色的恒功率运行 [15]。

锁相环（PLL）技术也是精确控制磁控管输出相位的有效方法。Yang 等通过锁相环成功控制了5.8 GHz磁控管的输出相位，并通过调节阳极电流稳定其输出功率。该磁控管的功率稳定度为1%，相位精度接近±1° [16]。S. T. Han等将低纹波高压直流电源与锁相电路相结合，成功实现了0.3°峰峰值的相位稳定性 [17]。Chen 等提出了一种通过注入锁定和闭环补偿实现、具有固态源式性能的磁控管功率合成系统，使相位抖动低至±0.5° [18]。

改进微波输出系统的配置是另一个方面。Liu 等人研究了磁控管的负载牵引效应，并通过调节磁控管的输出负载，显著提高了磁控管的注入比和锁定带宽 [19]。Chen 等人 研究了不同负载反射电平下注入锁定磁控管的性能。他们发现，适当失配的系统能够抑制磁控管的边带能量，从而降低相位噪声[20]。然而，仅通过电源实现精确的相位输出会使系统变得复杂且笨重。电容器或电感器滤波模块始终是无源且复杂度较低的。不过，它们价格昂贵、体积庞大，而且无法消除电源造成的所有杂散噪声。锁相环电路是有源的，且具有较高的

© 2024 IEEE。允许个人使用，但重新出版/再分发需要获得 IEEE 的许可。有关更多信息，请参阅 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已被 IEEE《微波理论与技术汇刊》接受发表。这是作者版本，尚未经过全面编辑，内容可能会在正式发表前有所变更。引用信息：DOI 10.1109/TMTT.2024.3371160

性能，并且会增加系统的复杂度，还需要复杂的设计流程。此外，C.-S. Ha 等人发现，采用锁相环的磁控管系统仍会受到电源纹波的影响 [21]。

由于频率牵引效应，阳极电流是改善磁控管输出质量的一个密切相关且至关重要的因素 [22]。Mitani 等人发现，直流电源的灯丝电流会导致磁控管阳极电流波动；随后，他们通过切断灯丝电流，成功降低了磁控管的输出噪声并实现了窄带频谱 [23][24]。Imran Tahir 等人控制开关电源的电流，使其驱动磁控管作为锁相环中的电流控制振荡器 [25]。这些研究表明，从电流特性的角度改进电源是一种有效策略。然而，近年来，针对改善磁控管阳极电流的方法相对较少。

本文提出了一种新型阳极电流纹波消除技术，该技术采用电流控制方法来改善磁控管的输出质量。该技术通过一种体积小、性能高的有源失真消除器（ADE）实现。ADE能够抑制由阳极电流中的电源线噪声或开关噪声引起的纹波，并消除磁控管的微波输出失真。本文对电流影响下磁控管输出频谱进行了理论分析，并对电流纹波影响下磁控管的输出进行了数值研究。

我们改进了开关电源，并进行了一系列验证实验，以验证所提方法。对一台S波段1千瓦商用磁控管进行了测量。自由振荡磁控管和注入锁定磁控管的输出噪声电平均得到显著抑制。在未对磁控管输出微波施加任何闭环相位控制电路的情况下，注入锁定磁控管的幅度抖动和相位抖动分别低至0.07 dB和0.32°（峰峰值）。该方法简单易于实施，效果显著。其优点包括体积小、成本低、结构简单。这种低成本方案适用于许多需要改善磁控管输出频谱的应用。

II. 理论与数值分析

A. 自由振荡磁控管

磁控管系统始终包括电源系统、谐振腔、输出天线和负载。根据 G. B. Collins 和 J. C. Slacter 的开创性研究，[26][27], 以单模运行的磁控管可等效为并联RLC谐振网络，而负载、谐振腔和直流电源会影响其电子流特性。我们使用图1(a)中的等效电路来表示磁控管。图中的R、L和C分别表示磁控管谐振腔的等效电阻、电感和电容。它们与磁控管结构相关。G+jB表示

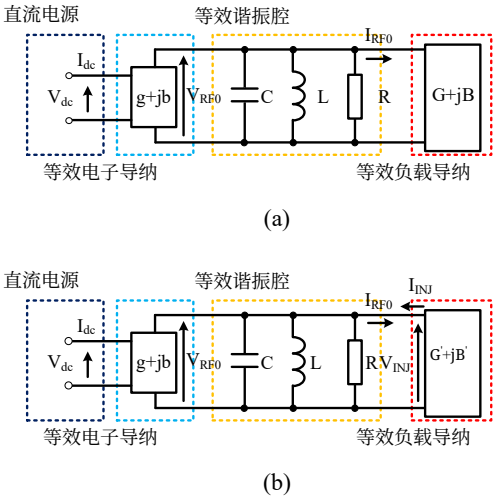


图 1. 磁控管的等效电路。(a) 自由振荡磁控管。(b) 注入锁定磁控管。

磁控管等效负载导纳。V_{dc} 和I_{dc} 分别表示运行期间由直流电源提供的磁控管阳极电压和电流。V_{RF0} 和I_{RF0} 分别表示磁控管输出信号的射频电压和电流幅值。g+jb表示磁控管阴极与阳极之间电子的等效导纳，该导纳受多种因素影响。

我们假设，当磁控管的磁场恒定时，它们可表示为直流电压V_{dc} 和I_{dc}的函数。当磁控管稳定工作时，等效电路满足

$$g + jb = \frac{1}{R} + j\omega_c C + \frac{1}{j\omega_c L} + G + jB \tag{1}$$

其中， ω_c 是磁控管的输出频率。对（1）式进行变换，可得

$$g = \frac{1}{R} + G \tag{2}$$

$$b = \omega_c C - \frac{1}{\omega_c L} + B, \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \tag{3}$$

其中，ω_0 是磁控管谐振腔的固有谐振频率，仅与磁控管本身的结构有关。求解（3）式，可得磁控管的自由振荡频率 [28]:

$$\omega_c = \frac{b-B}{2C} + \omega_0 \sqrt{\frac{(b-B)^2}{4\omega_0 C^2} + 1} \tag{4}$$

根据 J. C. Slater 的研究，磁控管的等效电子导纳如下:

$$g = \frac{1}{R}\left(\frac{V_{dc}}{V_{RF0}} - 1\right) \tag{5}$$

$$b = b_0 + g\tan\alpha \tag{6}$$

自由振荡磁控管的负载导纳为

$$G + jB = \frac{I_{RF0} e^{j\omega_c t}}{V_{RF0} e^{j\omega_c t}} \tag{7}$$

对于磁控管，其V_{dc} 与I_{dc}之间存在相互作用。当其中一个发生变化时，另一个也会相应变化。阳极电压会影响从磁控管阴极发射的电子的运动

© 2024 IEEE。允许个人使用，但转载/再分发须获得 IEEE 许可。更多信息请参阅 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已被 IEEE《微波理论与技术汇刊》接受发表。此版本为作者稿，尚未经过全面编辑，正式发表前内容可能会有所更改。引用信息：DOI 10.1109/TMTT.2024.3371160

。它决定电子辐条的形状和相位，进而决定到达阳极的电子数量，从而控制阳极电流。反过来，阳极电流变化时，也会影响电子辐条的相位及其内部等效电容。此时，由于磁控管作为电源的负载，其阻抗特性会发生变化，进而导致阳极电压变化。因此，我们将磁控管阳极电压表示为

$$V_{dc} = f\left(I_{dc}\right) \tag{8}$$

由于负载导纳与阳极电流之间的关系，g 和 b 分别改写为 $g(I_{dc})$ 和 $b(I_{dc})$。我们得到

$$I_{dc} = I_0 + \Delta I \tag{9}$$

其中，I_0 是不存在任何纹波时的理想阳极电流，而 ΔI 是阳极电流中的杂散分量，它是时间的函数。然后，结合式（4）和式（9），展开 I_0, 的结果，得到

$$\omega_c = \omega' + \Delta\omega \approx \omega_0 + \frac{b(I_0) - B}{2C} + \frac{\Delta I}{2C}\frac{\partial b(I_{dc})}{\partial I_0} \tag{10}$$

其中，ω' 是不存在任何干扰时的磁控管输出频率。通过对 $\Delta\omega$ 取均方值，可近似得到自由振荡磁控管输出频率的变化

$$\left(\overline{\Delta\omega}\right)^2 = \overline{\Delta I}^2\left(\frac{1}{2C}\frac{\partial b(I_{dc})}{\partial I_0}\right)^2 \tag{11}$$

类似地，根据电路理论，结合式（2）、（5）和（8），可得 $Q_{ext} = \omega_0 C/G$、$Q_0 = \omega_0 CR$，其中 Q_{ext} 和 Q_0 分别为磁控管的外部品质因数和本征品质因数。我们得到自由振荡磁控管的输出电压

$$V_{RF0} = \frac{f\left(I_{dc}\right)}{2RC\gamma},\ \gamma = \omega_0\left(\frac{1}{Q_0} + \frac{1}{2Q_{ext}}\right) \tag{12}$$

其中，γ 定义为磁控管[22]的增长参数。随着阳极电流纹波增大，$\Delta\omega$ 的均方值也会增大，磁控管输出的稳定性随之变差。因此，对于自由振荡磁控管，抑制其阳极电流波动可提高磁控管输出频率的稳定性，并降低杂散噪声。

B. 注入锁定磁控管

图 1(b) 展示了注入锁定磁控管的等效电路。当向磁控管施加注入锁定信号时，信号注入会导致磁控管等效负载导纳发生变化。注入源的电压和电流分别为 V_{inj} 和 I_{inj}。磁控管的等效负载导纳为

$$G' + jB' = \frac{I_{RF0}e^{j\omega_c t} - I_{inj}e^{j\omega_{inj}t}}{V_{RF0}e^{j\omega_c t} + V_{inj}e^{j\omega_{inj}t}} = \frac{I_{RF0}}{V_{RF0}}\left(\frac{1 + \frac{I_{inj}}{I_{inj}}e^{j(\omega_{inj}-\omega_c)t}}{1 + \frac{V_{inj}}{V_{RF0}}e^{j(\omega_{inj}-\omega_c)t}}\right) \tag{13}$$

$$\approx G\left[1 - 2\rho e^{j\theta}\right] = G - 2G\rho\cos\theta - j2G\sin\theta$$

其中，$\theta = (\omega_{inj} - \omega_c)t$ 表示磁控管输出与注入信号之间的相位差，注入比 ρ 定义为 $\rho = \sqrt{\quad} = \quad \backslash$ 然后，代入

将 (13) 代入 (1)，得到

$$g + jb = \frac{1}{R} + j\omega_c C + \frac{1}{j\omega_c L} + 2G\left(1 - \rho\cos\theta - j\rho\sin\theta\right) \tag{14}$$

与自由振荡磁控管的推导类似，(14) 的虚部为

$$b = \omega_c C - \frac{1}{\omega_c L} - 2G\rho\sin\theta\ ,\quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \tag{15}$$

这里假设 $\omega_{inj} \approx \omega_{c0}$。然后，同样地，通过求解 (15) 并忽略高阶无穷小项，得到

$$\omega_c' \approx \omega_c\left(\Delta I\right) - \frac{\omega_0\rho}{Q_{ext}}\sin\theta \tag{16}$$

其中，ω_c' 是注入信号作用下磁控管的实际输出频率。它随时间变化。发生注入锁定时，ω_c' 最终将等于注入信号的频率。由于注入锁定导致负载导纳发生变化，因此 $\omega_c(\Delta I)$ 与自由振荡情况不同：

$$\omega_c\left(\Delta I\right) \approx \omega_0 + \frac{b(I_0)}{2C} + \frac{\Delta I}{2C}\frac{\partial b(I_{dc})}{\partial I_0} \tag{17}$$

然后，从式（16）的两边减去 ω_{inj} ，并令 $d\theta/dt = \omega_{inj} - \omega_c'$，即可得到：

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_{inj} - \omega_c\left(\Delta I\right) - \frac{\omega_0}{Q_{ext}}\rho\sin\theta \tag{18}$$

这里，我们忽略注入锁定对磁控管输出电压幅度的控制作用，其表示为：

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_{inj} - \omega_c\left(\Delta I\right) - \frac{2RC\gamma V_{inj}}{f\left(I_{dc}\right)Q_{ext}}\sin\theta \tag{19}$$

这表示注入锁定磁控管的状态。尽管磁控管输出的频率和相位与外部信号同步，但磁控管阳极电流中的纹波仍会影响最终的输出相位。

增强磁控管阳极的特性

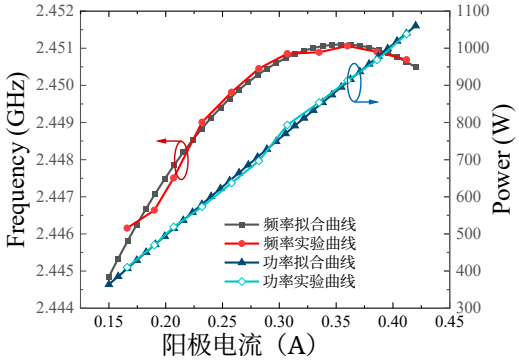


图 2. 磁控管功率和频率随阳极电流变化的实验曲线及多项式拟合曲线。

© 2024 IEEE。允许个人使用，但 重新出版/再分发需获得 IEEE 许可。有关更多信息，请参阅 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

on.

本文已被 IEEE《微波理论与技术汇刊》接受发表。本文为作者版本，尚未经过全面编辑，内容可能会在正式发表前发生变化。引用信息：DOI 10.1109/TMTT.2024.3371160

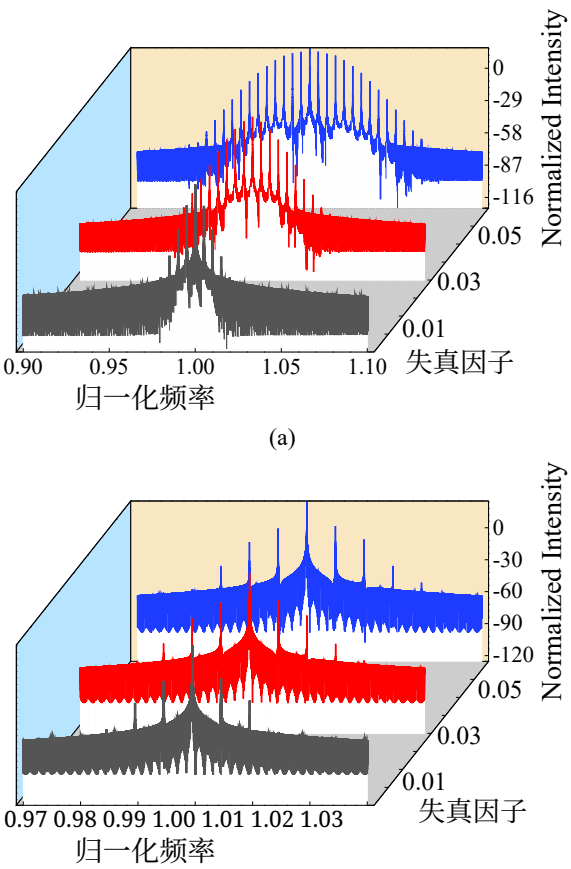


图3. 不同阳极电流纹波因子下磁控管频谱的数值分析结果。(a) 自由振荡状态。(b) 注入锁定状态。

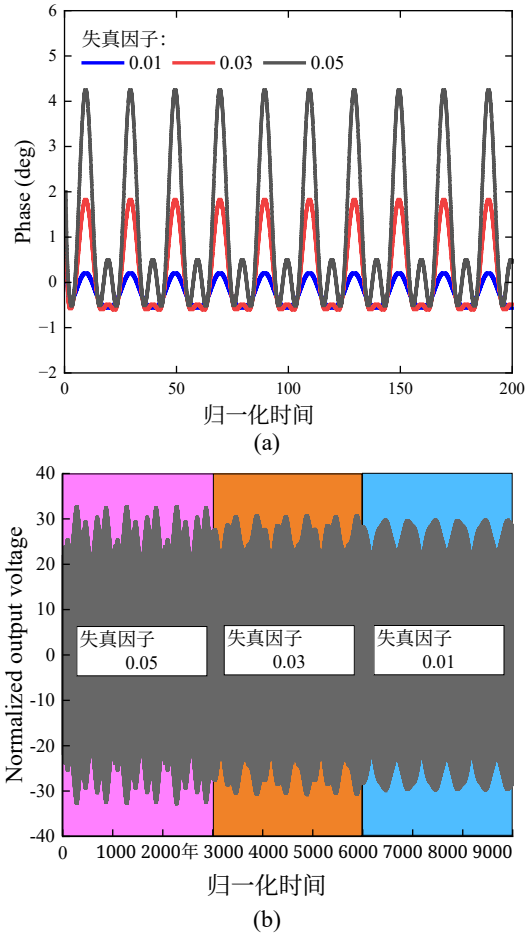


图4. 不同阳极电流纹波因子下，注入锁定磁控管的 (a) 输出相位和 (b) 输出电压的数值分析结果。

电流将有效改善注入锁定磁控管的相位特性，并在提升自由振荡磁控管和注入锁定磁控管的性能方面发挥关键作用。

C. 磁控管频率和相位特性的数值分析

我们进行了一系列数值计算，以辅助理论分析并使结果更直观。在上一节中，我们推导了磁控管的频率、功率和输出相位与其阳极电流之间的关系。然而，在这些关系中，磁控管的电纳 b、谐振腔电容 C、电阻 R以及电纳 b 在 I_0 处的导数，都难以通过仿真和计算获得。因此，本节通过实验直接测得了不同阳极电流 I_{dc} 下的磁控管输出功率 P_{RF0} 和频率 ω_c 。

实验中，采用可控低纹波直流电源驱动松下2M210-M1 1千瓦S波段磁控管。使用频谱分析仪和功率计监测其输出频率和功率。图2显示了测得并拟合得到的磁控管功率和频率随阳极电流变化的曲线。在这种情况下，我们通过多项式拟合得到频率与电流之间的关系如下：

$$f_c\left(I_{dc}\right)=a_0+a_1I_{dc}+a_2I_{dc}^2 \tag{20}$$

其中 a_0=2.4324,a_1=0.1053,a_2= −0.1484，且：

$$P_{RF0}\left(I_{dc}\right)=b_0+b_1I_{dc}+b_2I_{dc}^2 \tag{21}$$

其中 b_0= −41.9230，b_1=2748.9220，b_2= −294.9274。I_{dc} 的表达式定义为 $I_{dc}=I_0(1+S_r\cos(\omega_r t))$，其中$S_r$ 为失真因子，ω_r 为阳极电流纹波的调制频率。磁控管的输出电压函数和阳极电流通常表示为：

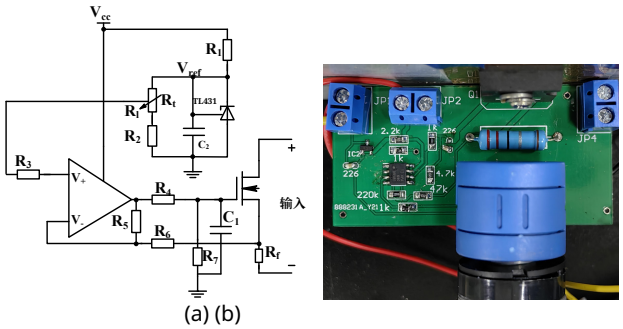
$$V_{rf}=V_{RF0}\cos(\omega_c t+\theta) \tag{22}$$

因此，我们将（20）、（21）代入（10）、（18）和（22），采用四阶龙格-库塔法求解这些方程。归一化调制频率为 0.005。I_0 为 0.35 A；Q_{ext} 为 400；P_{inj} 为 10 W。图 3 显示了不同失真因子影响下自由振荡磁控管和注入锁定磁控管的计算输出频谱。

图4展示了不同阳极电流纹波下注入锁定磁控管的输出相位和电压。我们知道，阳极电流纹波引起的不必要调制会恶化磁控管的幅度和频率特性。失真因子越大，磁控管输出的纹波越强。这主要是由磁控管的非线性引起的。此外，尽管注入

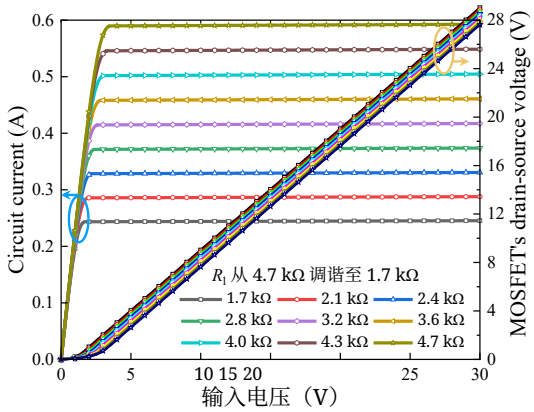
© 2024 IEEE。允许个人使用，但重新出版/再分发需要获得 IEEE 许可。更多信息请参见 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已被 IEEE《微波理论与技术汇刊》接受发表。此版本为作者稿，尚未经过完整编辑，内容在正式发表前可能会有所变动。引用信息：DOI 10.1109/TMTT.2024.3371160

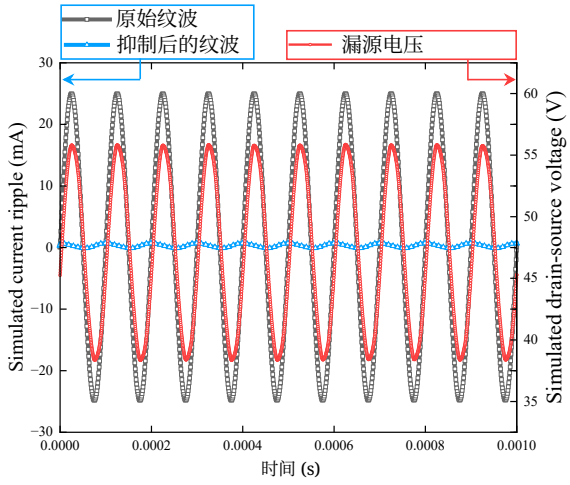


(a) (b)

图5. (a) 所提出方案的示意图和 (b) 照片 DE.



(a)



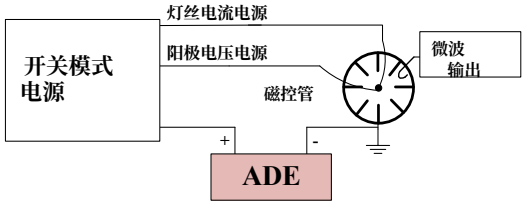
(b)

图 6. ADE 的（a）输出特性和（b）纹波抑制效果的仿真结果。

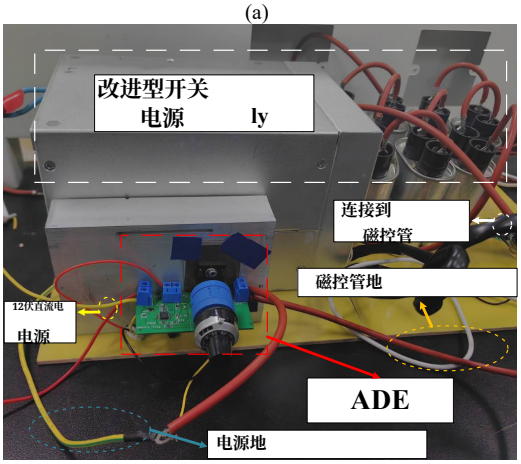
锁定会改善磁控管的频谱，但电流纹波仍会导致其输出中的幅度和频率扰动，并降低其相位稳定性。因此，无论是在自由振荡模式还是注入锁定模式下，改善磁控管的阳极电流特性对于提升磁控管的性能都十分重要。

III. 阳极电流纹波消除的实现

MOSFET 是基于场效应控制电流的器件。当 MOS晶体管的栅源电压 V_{gs}



(a)



(b)

图 7. （a）采用所提出 ADE 的电源示意图；（b）照片。

高于其阈值电压 V_t，且漏源电压大于 V_{gs} - V_t 时，MOS晶体管进入饱和区，也称为恒流区。这一 MOSFET 特性可用于在有源电路中实现恒定电流。因此，我们提出了一种由 MOSEFT 构成的 ADE。

其示意图如图 5(a) 所示。该电路使用 PSPICE（Orcad Capture）进行设计和仿真。该电路是一个闭环反馈电路。稳压器 TL431 提供参考电压，电位器 R_t 用于调节运算放大器同相输入端的输入电压。采样电阻 R_f 用于采样电流，并向运算放大器的反相输入端提供反馈电压。随后，运算放大器将向 MOSFET 提供栅源电压，以控制电路电流。因此，运算放大器将补偿任何电流波动，从而实现近似恒定的电流控制。若运算放大器的电路参数对称，则受控电流的值近似为

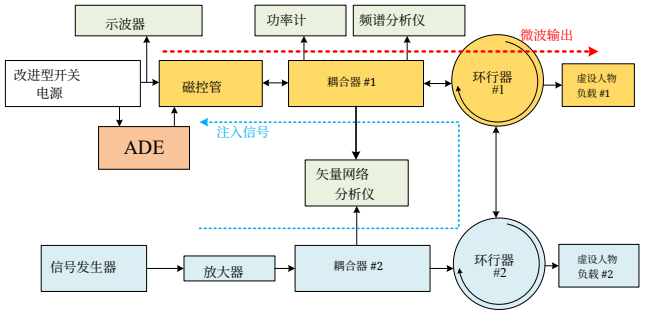
$$I_{con} \approx V_{ref} \frac{R_2 + R_l}{R_f \left(R_2 + R_t\right)} \tag{23}$$

其中，V_{ref} 是 TL431 提供的参考电压，R_l 是电位器下段的电阻，R_t 是电位器的总电阻。

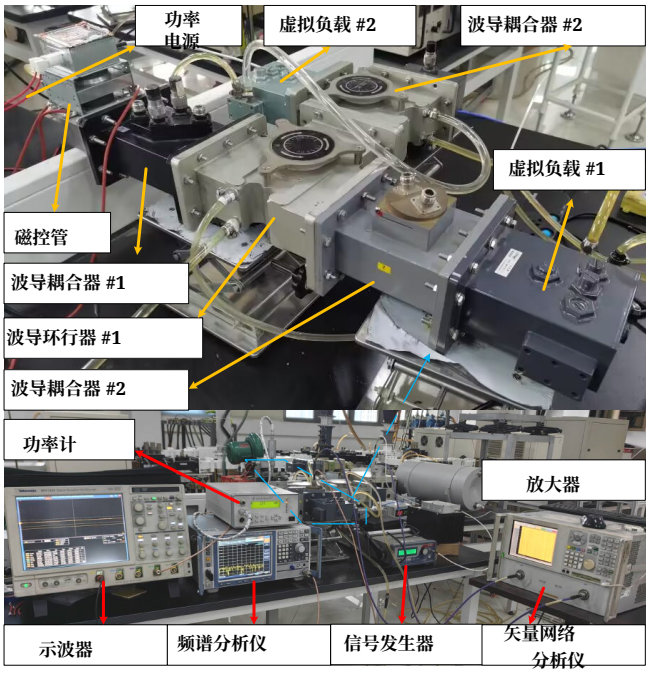
我们选用松下 2M-210（1000 瓦，2.45 吉赫）磁控管进行实验验证。其典型阳极电流为 360 mA，最大阳极电流通常不超过 420 mA。因此，我们设计 ADE 参数以满足阳极电流要求。ADE 的照片如图5(b)所示。运算放大器为 OPA690。加入一个电容器 C_2=80 pF，以减少 OPA690 引起的谐波分量。此外，为确保

© 2024 IEEE。允许个人使用，但重新出版/再分发须获得 IEEE 许可。更多信息请参见 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已被 IEEE《微波理论与技术汇刊》接受发表。这是作者版本，尚未经过完整编辑，内容在最终发表前可能会有所更改。引文信息：DOI 10.1109/TMTT.2024.3371160

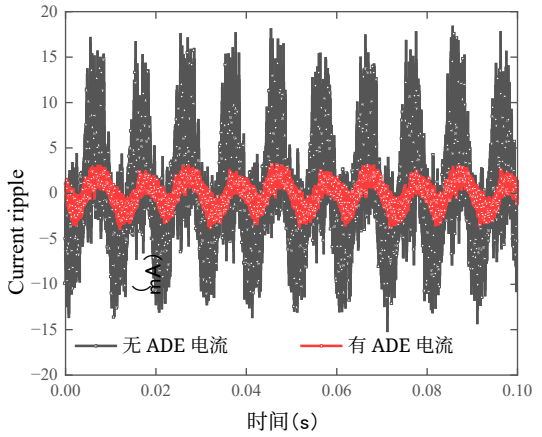


(a)

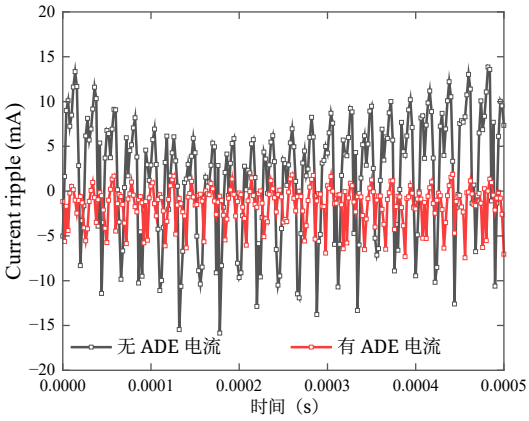


(b)

图 8. 实验系统的设置。(a) 实验系统示意图。(b) 实验系统照片。



(a)



(b)

图 9. 磁控管的 (a) 低频和 (b) 高频电流纹波。

运算放大器输出电压的线性度，R_2 和R_t 均设为 4.7 kΩ，使最低输入电压高于 1 V。电路中使用的 MOSFET 为 IRFP460，耐压为 500V。ADE 的最大电流高于 420 mA。根据 TL431 的数据手册，C_1 设为 22 μF，使V_{ref} 2为 5 V。我们选用 OPA690 作为运算放大器。然后，根据公式 (23) 初步设定其余电路参数：R_f=2.2 Ω、R_3=R_4=1 kΩ、R_6=1 kΩ 和R_5=220 kΩ。随后，根据仿真和实验结果，最终调整R_6=47 kΩ，以实现对栅极电压的有效反馈控制，并获得适当的电流控制范围。

在实验中，首先将 R_1 设置为等于R_t，以确保 MOSFET 完全导通，对应于受控电流的最大值。这是为了确保磁控管正常运行。随后，调节电位器以减小R_1，直至受控电流与磁控管的阳极电流相当。在这种情况下，MOSFET 将控制阳极电流。随着阳极电流增加，与受控电流值直接相关的 MOSFET 栅源电压将因电压负反馈而降低，反之亦然。由此即可实现预期的消除电流失真效果。

图 6(a) 展示了 ADE 的仿真输出特性。在仿真中，采用具有 2-Ω 串联电阻的电压源提供输入电压。仿真结果表明，电路电流由 ADE 控制。当输入电压升高时，ADE 将电路电流限制在近乎恒定的值，同时 MOSFET 的漏源电压也随之升高。ADE 的电流-电压关系与 MOSFET 的饱和特性相似。通过调节 R_l，可将电路电流从约 600 mA 控制到 240 mA。

图 6(b)给出了模拟得到的纹波抑制效果和漏源电压。阳极电流的峰峰值从 49.72 mA 降低至 0.86 mA。此外，MOSFET 的漏源电压 V_{ds} 与原始电流纹波同步变化，范围为 38V 至 55V。V_{ds} 的时域波形表明，ADE 工作在 MOSFET 的饱和区，这与我们的预期一致。这些结果表明，ADE 能够消除杂散噪声导致的阳极电流失真，并将应用于后续实验。

© 2024 IEEE。允许个人使用，但再版/再分发须获得 IEEE 许可。更多信息请参见 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已获准在 IEEE《微波理论与技术汇刊》上发表。此版本为作者版本，尚未经过全面编辑，最终发表前内容可能会有所变动。引用信息：DOI 10.1109/TMTT.2024.3371160

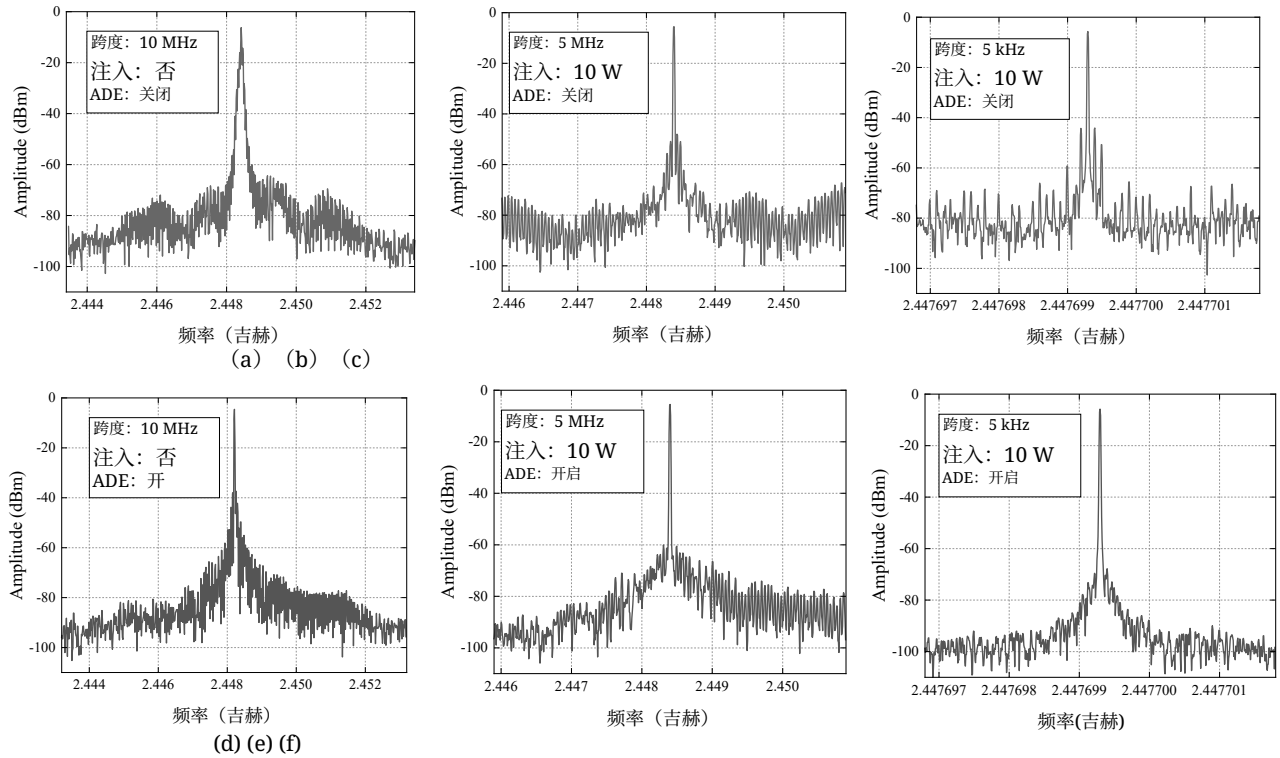


图10. 不同条件下磁控管的频谱。

IV. 实验设置

为验证 ADE 对磁控管微波输出的影响，建立了一个实验系统。本文所用磁控管实验系统的框图如图 8(a)所示。图 8(b)为该系统的照片。磁控管由开关电源（WELAMP 2000F，Magmeet）供电。通过应用电容滤波模块，提高了开关电源的直流输出。当磁控管正常工作时，灯丝电流电源将自动切断。如图 7 所示，本文提出的 ADE 连接在电源地与磁控管之间。使用 1 Ω 采样电阻和示波器（DPO-7254，Tektronix）测量电源的阳极电流纹波。使用频谱分析仪（FSP，R&S）测量磁控管的输出频谱，并使用功率计（AV2433）测量输出功率。

在注入锁定实验中，信号发生器（HMC-T2220，Hittite）和高增益功率放大器（ZHL- 30W-262，Mini-Circuits）用于生成注入信号。使用矢量网络分析仪（Agilent N5230A）测量磁控管的相位稳定性和幅度稳定性。我们使用水冷假负载 #1 吸收磁控管输出的微波功率。反射微波将由假负载 #2 吸收，以保护放大器和信号源。

V. 结果与讨论

在实验中，我们首先测量磁控管的阳极电流纹波，以验证失真抑制效果。随后，测量磁控管自由运行状态下的输出频谱，以与电源测试结果相对应。之后，对磁控管进行注入锁定，并测量采用和未采用 ADE 时注入锁定磁控管的输出频谱、输出相位和幅度稳定性。

A. 消除阳极电流纹波

图 9(a) 和 (b) 显示了磁控管的阳极电流纹波。原始阳极电流存在 31.4 mA 的 100 Hz 纹波，这是交流电源（中国为 220 V、50 Hz）经全波整流后造成的。50 kHz 的阳极电流纹波为 21.6 mA，其频率即开关电源的开关频率。启用 ADE 后，阳极电流的低频和高-

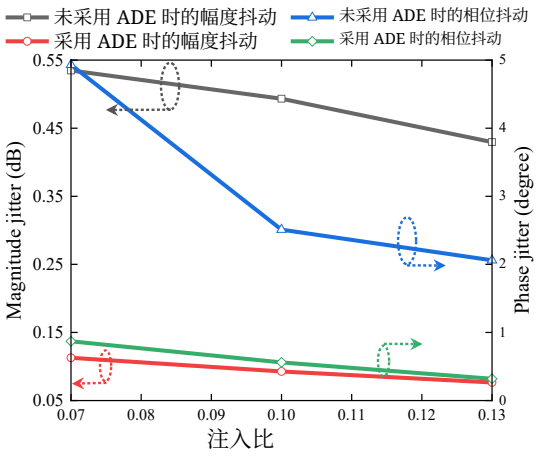


图11. 注入锁定磁控管的相位和幅度抖动的测得峰峰值。（测量时间：50 ms）

© 2024 IEEE。允许个人使用，但重新发表/再分发须获得 IEEE 许可。有关更多信息，请参阅 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已被 IEEE《微波理论与技术汇刊》接收发表。此版本为作者稿，尚未经过全面编辑，最终发表前内容可能会有所更改。引用信息：DOI 10.1109/TMTT.2024.3371160

表 I 所提方法与其他 S 波段电源纹波抑制方法的相位稳定性比较

Work	注入比	闭环相位补偿	相位抖动（时间周期）	幅度抖动（时间周期）	电源
[14]	0.105	no	±0.9°(0.1s)	NM	商用模拟电源
[17]	NM	yes	0.3° 峰峰值（0.1毫秒）±l°(0.5秒)	NM	自制开关电源
[18]	0.13	yes	接近 ±0.5°（60秒）	NM	改进型商用模拟电源
[25]	0.03	no	±9°（未提及）	NM	可控开关电源
[29]	NM	yes	0.2° 峰峰值（0.1ms）和 ±0.8°(500毫秒)	NM	自制开关电源
本研究	0.13	no	0.32° 峰峰值（50ms）	0.07dB（50ms）	改进型商用开关电源

*NM：未提及

f频纹波和纹波分别降至 7.1 mA 和 6.7 mA。这些结果表明，ADE 显著抑制了由高压直流电源引起的低频和高频阳极电流纹波，符合设计预期。此外，根据理论分析，该结果还表明 ADE 将显著提升磁控管的性能。

图10显示了磁控管在各种条件下的频谱。从图10(a)可以看出，未采用 ADE 的自由振荡磁控管的 30 dB带宽为 246.38 千赫。输出频谱呈现多频和杂散状态。开启 ADE 后，磁控管输出频谱得到显著改善，其特性与图10(d)所示的固态微波源相似。30 dB带宽降至 86.96 千赫。此外，与图19(a)相比，测得的中心频率峰值幅度增加了 1.74 dB。

ADE 抑制了磁控管输出中的杂散分量，并将更多能量重新分配到中心频率。实验结果表明，ADE 能有效提高自由振荡磁控管输出频谱的纯度和频率稳定性。磁控管的输出失真得到显著消除。

B. 注入锁定实验

根据前述分析可知，尽管注入信号锁定了注入锁定磁控管的频率和相位，但它们仍会受到电流纹波的影响，从而产生杂散频率和相位波动。

在注入锁定实验中，我们首先将注入功率设置为 10 W，并将注入信号的频率调谐至磁控管的自由振荡频率。图10(b)和图10(c)显示了磁控管的输出频谱。磁控管的频率锁定于注入信号，与图10(a)所示的自由振荡状态相比，载波附近的杂散噪声明显受到抑制。然而，频谱表明，磁控管仍受到开关电源产生的 50 千赫和 100 赫兹纹波的影响。由 100 赫兹纹波引起的杂散分量幅度在 100 赫兹偏移处为 -49.53 dB/Hz，在 200 赫兹偏移处为 -55.92 dB/Hz。与 100 赫兹相关的高阶噪声分量也出现在频谱中。由开关电源高频纹波引起的 50 千赫和 100 千赫噪声电平

表 II所提方法与其他方法的比较

方法	Cost	体积	复杂度
锁相环电路	High	中	High
阳极电压滤波模块	中	大	Low
所提方法	Low	紧凑型	Low

分别为 -82.88 dB/Hz 和 -85.80 dB/Hz。

如图10(e)和(f)所示，开启 ADE 后，磁控管的噪声显著受到抑制。在 100 Hz、200 Hz、50 kHz 和 100 kHz 处的噪声电平分别为 -72.81 dB/Hz、-73.04 dB/Hz、-98.53 dB/Hz 和 -95.52 dB/Hz。低频噪声几乎被完全消除，高频噪声明显降低。由电流纹波引起的噪声抑制强度均超过 10 dB，最高抑制强度为 23.32 dB。

由于电路的非线性，出现了一些谐波频率噪声。例如，如图10(b)和(e)所示，偏移200千赫处的噪声电平增加了3 dB。然而，这种非线性导致的性能退化远小于所取得的改善。这一结果表明，ADE能有效抑制磁控管噪声，并可部分取代传统的大型LC型滤波器，以消除电流纹波，尤其是低频纹波。

随后，我们对磁控管的相位稳定性进行了实验。使用矢量网络分析仪测量相位差。图11展示了不同注入功率比下，注入锁定磁控管的相位和幅度抖动的测得峰峰值。随着注入功率比增加，相位抖动和幅度抖动均有所降低。

开启ADE后，当注入比分别为0.07、0.1和0.13时，注入锁定磁控管相位抖动的峰峰值分别从4.93°、2.51°和2.06°降至0.87°、0.56°和0.32°。幅度抖动的峰峰值分别从0.53 dB、0.49 dB和0.43 dB改善至0.11 dB、0.09 dB和0.07 dB。这一结果表明，ADE能有效抑制注入锁定磁控管的相位和幅度抖动。从图11可以看出，开启ADE后，即使注入功率比较低，相位和幅度稳定性也优于……情况下

© 2024 IEEE。允许个人使用，但重新出版或再分发须经 IEEE 许可。更多信息请参见 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已被 IEEE《微波理论与技术汇刊》接受发表。此版本为作者稿，尚未经过全面编辑，最终发表前内容可能有所变动。引用信息：DOI 10.1109/TMTT.2024.3371160

在没有 ADE 的情况下实现更高功率注入比。结果与我们在第 II 节中的数值分析一致。

表 I 对比了本文所提方法与其他纹波抑制方法。可以看出，采用所提技术的注入锁定系统具有与采用锁相环电路的系统相当的相位稳定性 [17][18][29]。在本实验中，磁控管由改进型商用开关电源供电。未来将搭建采用自制模拟电源的磁控管系统。预计可实现更好的相位和幅度稳定性。

表 II 展示了我们所提方法与其他传统方法的比较。所提技术具有体积小、成本低、复杂度低等优点。然而，所提方法也存在一些局限性。电源的电流纹波必须低于特定值，以避免 MOSFET 击穿。否则，恒流效应会影响磁控管的正常运行。此外，MOSFET 的非线性响应可能会影响磁控管的输出。未来将进一步研究所提方法，以实现更好的性能和更广泛的适用性。

实验验证了，ADE基于磁控管的电流特性，实现了输出失真降低、输出频率稳定以及相位/幅度抖动抑制。此外，实验结果与理论估算高度吻合。所提出的ADE性能优异，有望部分替代用于抑制阳极电流纹波的传统LC滤波器。

VI. 结论

本文提出了一种基于磁控管阳极电流特性，改善其输出频率、相位和幅度特性的新方法。本文从理论上分析并通过数值计算研究了磁控管阳极电流对其自由振荡状态和注入锁定状态的影响。本文设计并开发了一种用于改善磁控管输出特性的ADE，并通过实验进行了验证。

ADE将低频和高频阳极电流纹波分别抑制至原值的22.61%和31.01%。自由振荡磁控管的频谱宽度从246.38千赫降至86.96千赫。注入锁定磁控管的输出噪声最大抑制幅度在100赫兹偏移处达到23.32分贝。此外，当注入功率比为0.13时，相位和幅度抖动的峰峰值最大分别降低了84.47%和83.72%。实验结果与理论分析和数值计算所得趋势一致。

该方法有望应用于无线信息与能量同传、相干功率合成、无线电力传输、相控阵等多个领域，以实现体积小、成本低、性能高的微波源。此外，所提方法还可与电压滤波模块和锁相环电路方法相结合，实现更精确的磁控管相位和幅度控制。该技术为利用简单的系统、紧凑的体积和低成本改善磁控管输出特性提供了一种新思路。它有望在纹波消除中取代体积庞大、成本高昂的低频电容器和电感器。

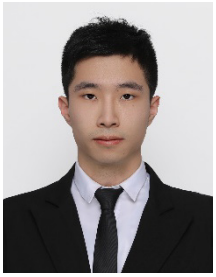
参考文献

[1] Y. Yang、Z. Zhang、Y. Zhou、C. Wang 和 H. Zhu，《基于磁控管调制特性的同步信息与功率传输系统设计》，发表于 *IEEE* 微波理论与技术汇刊，第 71 卷，第 2 期，907-915 页，2023 年 2 月，数字对象标识符：10.1109/TMTT.2022.3205612。[2] P. Anilkumar、A. Kumar、D. Pamu 和 T. Tiwari，《用于直线加速器系统的 5 MW S 波段可调脉冲磁控管设计与热学研究》，发表于 *IEEE* 等离子体科学汇刊，第 51 卷，第 5 期，1223-1231 页，2023 年 5 月，数字对象标识符：10.1109/TPS.2023.3264813。[3] B. Yang、X. Chen、J. Chu、T. Mitani 和 N. Shinohara，《用于无线电能传输的功率可变相位控制磁控管相控阵系统（5.8 GHz）》，发表于 *IEEE* 微波理论与技术汇刊，第 68 卷，第 11 期，4951-4959 页，2020 年 11 月，数字对象标识符：10.1109/TMTT.2020.3007187。[4] S. Wang、Y. Shen、C. Liao、J. Jing 和 C. Liu，《一种无需波导隔离器的注入锁定 S 波段微波炉磁控管系统》，发表于 *IEEE* 电子器件汇刊，第 70 卷，第 4 期，1886-1893 页，2023 年 4 月，数字对象标识符：10.1109/TED.2023.3243041。[5] Z. Liu、X. Chen、M. Yang、P. Wu、K. Huang 和 C. Liu，《基于混合注入锁定 20 kW S 波段磁控管的四路微波功率合成系统实验研究》，发表于 *IEEE* 等离子体科学汇刊，第 47 卷，第 1 期，243-250 页，2019 年 1 月，数字对象标识符：10.1109/TPS.2018.2876574。[6] M. Soltysiak、U. Erle 和 M. Celuch，《磁控管工作频率对微波加热结果的影响》，发表于 *2010* 年 *IEEE MTT-S* 国际微波研讨会，美国加利福尼亚州阿纳海姆，2010 年，1436-1439 页，数字对象标识符：10.1109/MWSYM.2010.5517828。[7] C. Liu、H. Huang、Z. Liu、F. Huo 和 K. Huang，《基于注入锁定 15 k W S 波段连续波磁控管的微波功率合成实验研究》，发表于 *IEEE* 等离子体科学汇刊，第 44 卷，第 8 期，1291-1297 页，2016 年 8 月，数字对象标识符：10.1109/TPS.2016.2565564。[8] H. Huang、Y. Wei、X. Chen、K. Huang 和 C. Liu，《S 波段 20 kW 功率可调相位锁定磁控管的仿真与实验》，发表于 *IEEE* 等离子体科学汇刊，第 45 卷，第 5 期，791-797 页，2017 年 5 月，数字对象标识符：10.1109/TPS.2017.2689502。[9] R. Cheng 等，《用于相干合成的方位均匀耦合结构锁相全腔提取相对论磁控管》，发表于 *IEEE* 电子器件汇刊，第 70 卷，第 11 期，5890-5896 页，2023 年 11 月，数字对象标识符：10.1109/TED.2023.3309283。[10] N. Shinohara。《微波无线电能传输》，ISTE 与 Wiley，英国伦敦，2014 V. B. Neculaes 等，[11]《磁扰动对直流工作的微波炉磁控管噪声及启动的影响》，发表于 *IEEE* 电子器件汇刊，第 52 卷，第 5 期，864-871 页，2005 年 5 月，数字对象标识符：10.1109/TED.2005.845857。[12] V. B. Neculaes、R. M. Gilgenbach 和 Y. Y. Lau，《通过方位变化的轴向磁场降低微波磁控管噪声》，发表于 应用物理快报，第 83 卷，第 10 期，1938–1940 页，2003 年。[13] V. B. Neculaes、R. M. Gilgenbach、Y. Y. Lau 和 M. C. Jones，《通过方位变化的轴向磁场实现低噪声微波炉磁控管快速起振》，发表于 *IEEE* 等离子体科学汇刊，第 3 期，1152–1159 页，2004 年 6 月，待出版。[14] X. Chen、Z. Yu、H. Lin、X. Zhao 和 C. Liu，《通过抑制阳极电压纹波改进 20 kW 锁相磁控管》，发表于 *IEEE* 等离子体科学汇刊，第 48 卷，第 6 期，1879-1885 页，2020 年 6 月，数字对象标识符：10.1109/TPS.2019.2956868。[15] T. -S. Lee、S. -J. Huang、Y. -R. Lin、T. -C. Hung 和 C. -C. Chen，《结合灯丝加热与腔体驱动电路并采用增益-频率调节控制的磁控管》，发表于 *IEEE* 电力电子汇刊，第 36 卷，第 2 期，1921-1930 页，2021 年 2 月。[16] B. Yang、T.o Mitani 和 N. Shinohara，《5.8 GHz 功率可变相位控制磁控管实验研究》，发表于 *IEICE* 汇刊

© 2024 IEEE。允许个人使用，但重新发表/再分发需获得 IEEE 许可。更多信息请参见 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已被IEEE《微波理论与技术汇刊》接收发表。这是作者尚未经过完整编辑的版本，最终发表前内容可能会有所变更。引用信息：DOI 10.1109/TMTT.2024.3371160

《电子学》, 第E100-C卷，第10期，第901-907页，2017年，doi https://doi.org/ 10 1587 100 901 . /transele.E . [17] C. S. -T. Han、D. Kim、J. Kim 和 J. -R. Yang，《商用S波段磁控管的噪声抑制与精确相位控制》，发表于*IEEE Access*，第8卷，第145881-145886页，2020年，doi: 10.1109/ACCESS.2020.3013651.[18] X. Chen、B. Yang、N. Shinohara 和 C. Liu，《采用非对称H面三通和闭环相位补偿的低噪声双路磁控管功率合成系统》，发表于 *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*，第69卷，第4期，第2267-2278页，2021年4月，doi: 10.1109/TMTT.2021.3056550. [19] Z. Liu、X. Chen、M. Yang、K. Huang 和 C. Liu，《基于负载牵引表征的1千瓦高增益S波段磁控管放大器输出相位控制实验研究》，发表于*IEEE Trans. Plasma Sci.*，第46卷，第4期，第909-916页，2018年4月，doi: 10.1109/TPS.2018.2814598.[20] X. Chen、B. Yang、N. Shinohara 和 C. Liu，《不同负载反射电平下的注入锁定磁控管建模与实验》，发表于*IEEE Trans. Electron Devices*，第67卷，第9期，第3802-3808页，2020年9月，doi: 10.1109/TED.2020.3009901。[21] C. -S. Ha、T. -H. Kim、S. -R. Jang、J. -S. Kim 和 S. -T. Han，《开关电源特性对锁相磁控管影响的实验研究》，发表于*IEEE Electron Device Lett.*，第43卷，第4期，第619-622页，2022年4月，doi: 10.1109/LED.2022.3156543.[22] S. C. Chen，《相对论磁控管锁相中的增长与频率牵引效应》，发表于*IEEE Trans. Plasma Sci*，第18卷，第3期，第570–576页，1990年6月，doi: 10.1109/27.55928。[23] T. Mitani、N. Shinohara、K. Hashimoto. 微波功率传输用连续波磁控管频谱纯度的基础研究。发表于第二十九届国际无线电科学联盟（URSI）大会，2008年。[24] T. Mitani、N. Shinohara、H. Matsumoto 和 K. Hashimoto，《关闭灯丝电流后由直流电源驱动的磁控管产生的杂散噪声的改善》，发表于 *IEICE Trans. Electron*，第E 86 8, 1556 1563, 2003 -C卷，第 期，第 页。[25] I. Tahir、A. Dexter 和 R. Carter，《作为电流控制振荡器运行的锁频锁相连续波磁控管的噪声性能》，发表于*IEEE Trans. Electron Devices*，第52卷，第9期，第2096–2103页，2005年9月，doi: 10.1109/TED.2005.854276。[26] Collins, George B.《微波磁控管》。McGraw-Hill Book Co，1948年。[27] J. C. Slater，《磁控管的相位同步》，麻省理工学院电子学研究实验室，美国马萨诸塞州剑桥，技术报告TK7855.M41 R43 no.35，1947年4月。[28] D. Middleton，《连续波磁控管波动输出的现象学模型理论与测量》，发表于*IACRE*电子器件专业组汇刊，第1卷，第4期，第56-90页，1954年12月，doi: 10.1109/T-ED.1954.14030。[29] T. -H. Kim、C. -S. Ha、S. -R. Jang、J. -S. Kim 和 S. -T. Han，《采用低纹波直流加热器电源抑制商用磁控管的长期不稳定性》，发表于*IEEE Access*，第10卷，第32235-32243页，2022年，doi: 10.1109/ACCESS.2022.3158020。



Shaoyue Wang（IEEE学生会员）于2020年获得中国成都四川大学电子信息与工程学院电子信息科学与技术学士学位。目前正在四川大学攻读无线电物理博士学位。

他的研究兴趣包括注入锁定技术、高功率微波源及微波能应用。



Yan Zhao于2021年获得中国成都四川大学电子信息与工程学院电子信息工程专业学士学位，目前正在四川大学攻读无线电物理专业硕士学位。

他的研究兴趣包括注入锁定技术和高功率微波源。



Xiaojie Chen 于2018年和2021年分别获得中国成都四川大学无线电物理硕士学位以及通信系统与工程博士学位。自10月起，他在日本宇治京都大学可持续人类圈研究所担任联合培养博士生2019年至2020年9月。2021年，他加入中国南宁的广西壮族自治区高级人民法院，成为正式工作人员。

他的当前研究兴趣包括应用微波工程实验研究和磁控管实验研究。



Changjun Liu （IEEE高级会员） 于1994年在中国保定的河北大学获得应用物理学学士学位，并于1997年和2000年分别在中国四川大学获得无线电物理硕士学位和生物医学工程博士学位。2000年至2001年，他在首尔担任博士后研究员。韩国首尔国立大学。2006年至2007年，他在德国乌尔姆的乌尔姆大学担任访问学者。自1997年以来，他一直任职于四川大学无线电电子学系，并自2004年起担任教授。他著有一本书，发表了100多篇文章，并拥有10多项专利。目前的研究兴趣包括大功率真空器件的微波功率合成、微波无线能量传输（无线能量传输）以及微波功率工业应用。

Liu博士曾获得多项荣誉，例如：2006年至2010年被评为IEEE《微波理论与技术汇刊》优秀审稿人；2012年至2014年获得中国教育部新世纪优秀人才支持计划资助；2009年至2012年获得四川省杰出青年基金资助；并被四川省评为有突出贡献专家。他还担任《应用科学学报》副主编。

© 2024 IEEE。允许个人使用，但重新出版或重新分发须获得 IEEE 许可。更多信息请参见 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。