

阻抗匹配条件下磁控管的注入锁频*

岳松^{1)2)†} 张兆传¹⁾ 高冬平¹⁾

1) (中国科学院电子学研究所, 中国科学院高功率微波源与技术重点实验室, 北京 100190)

2) (中国科学院大学, 北京 100049)

(2013年4月16日收到; 2013年5月24日收到修改稿)

单只磁控管输出功率不能满足大规模工业应用, 需要对多只磁控管进行相干功率合成. 为解决普通磁控管相干功率合成所需的相位一致性, 需要对普通磁控管引入注入锁频技术, 以保障工作频率和相位差的稳定性. 本文在阻抗匹配的条件下, 结合磁控管稳定振荡的条件, 从等效电路的角度出发对磁控管注入锁频原理进行分析, 给出了在小注入比和大注入比情况下磁控管的注入锁频理论, 大注入比情况比小注入比情况给出了更大的锁频带宽. 采用 MATLAB 对理论方程进行解析求解, 同时通过三维粒子仿真软件对锁频理论进行了对比验证, 得到了在不同注入比下磁控管的锁频带宽和相位差微分方程, 给出了在不同初始相位下的相位差变化曲线, 得到了 A6 磁控管在自由振荡和注入锁频工作下三维模拟仿真的输出功率、频率和波形. 模拟结果表明, 在两种情形预测的锁频带宽内, 磁控管均能被锁定并稳定工作, 在大注入比下大注入比情况比小注入比情况更为准确.

关键词: 磁控管, 注入锁频, 注入比, 相位差

PACS: 84.40.Fe, 42.25.Kb, 52.65.Rr

DOI: 10.7498/aps.62.178401

1 引言

微波能是一种高效、清洁的能源, 具有广阔的发展和前景. 磁控管是效率最高的大功率微波源, 在军事、民用领域都得到了广泛的应用, 被证明是最高效和经济的工业用微波发生器. 然而, 单支磁控管输出功率有限, 在寿命、功率方面的设计水平和能力尚不能满足工业应用的要求. 因此要对多只磁控管进行相干功率合成. 功率合成的前提是频率和相位的一致性. 解决这个问题最好的方法就是对普通磁控管进行注入锁频, 使得磁控管的输出频率与注入信号频率一致, 并获得稳定的输出相位差.

目前, 磁控管的注入锁频理论主要是 Adler, David 等人上世纪四五十年代建立的小注入比理论^[1-5], 给出了较为完善的推导过程, 但鉴于当时的条件限制, 结果处理方面并不深入. 在接下

来的几十年, 不断有人完善磁控管的注入锁频理论^[6-10], 从诸多方面进行锁频理论的研究, 包括大注入比条件下的锁频理论. 虽然大家的研究思路与方法互有差异, 但得出的结论基本一致. 尽管注入锁频理论已经研究了很久, 但很多推导过程中各物理参量的含义及决定因素并不清楚, 磁控管的工作状态也不明确, 缺乏对结果的数值分析及与之相对应的仿真验证.

本文基于阻抗匹配的磁控管等效电路, 从磁控管稳定工作的条件出发, 给出了磁控管注入信号下, 能够实现锁频的条件及磁控管输出信号的相位变化. 明确了各个参数的物理意义和决定因素, 使得推导过程更加严密, 结果更加明确. 借助强大的计算工具, 给出了锁频理论的解析结果, 得到注入锁频磁控管输出相位差随时间变化的曲线, 利用三维粒子仿真软件对普通 A6 磁控管进行注入锁频仿真, 验证锁频理论的准确性, 从而为磁控管相干功率合成提供了理论基础.

* 国家重点基础研究发展计划 (973 计划) (批准号: 2013CB328901) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: yuessed@163.com

2 磁控管及注入锁频磁控管等效电路分析

选择腔体缝隙口作为参考平面, 磁控管振荡器

的等效电路如图 1 所示^[1], 其中 $G_e + jB_e$ 为电子导纳, $G_R + jB_R$ 为谐振系统等效导纳, $G_L + jB_L$ 为负载经同轴传输线、输出窗等效到参考平面的等效导纳.

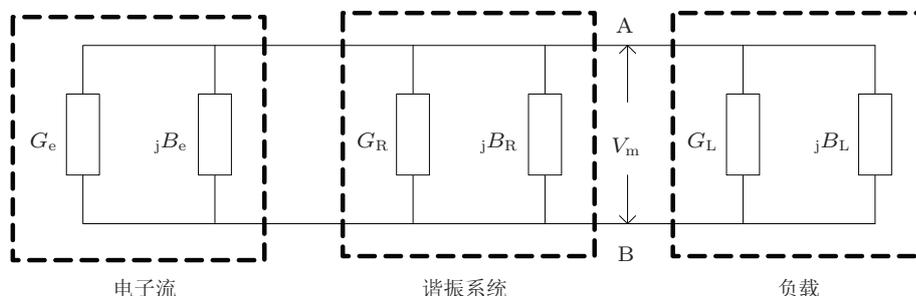


图 1 磁控管等效电路

振荡稳定的必要条件是

$$G_e + G_R + G_L = 0, \quad (1)$$

$$B_e + B_R + B_L = 0, \quad (2)$$

其中, 稳定振荡的电压幅值和功率由 (1) 式决定, 而频率由 (2) 式决定. 电子为磁控管提供能量, 因此 G_e 为负值. 电子导纳决定于电子流与高频场的相互作用状态, 当工作状态给定后, 电子导纳的无功分量 B_e 主要决定于等效电路两端的高频电压幅值 V_m , 而 B_R 与 B_L 则随频率变化.

由于系统工作在阻抗匹配状态, 负载经匹配网络后与传输线 (特征阻抗通常为 50Ω) 匹配, 则负载等效导纳的无功分量 $B_L = 0$. 从而有

$$B_e + B_R = 0. \quad (3)$$

谐振腔等效为电阻 R 电容 C 电感 L 并联电路, 如图 2 所示.

由射频电路理论可得, 谐振腔等效导纳 $Y(\omega) = G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}$, 式中 $G = \frac{1}{R}$. 谐振角频率为 $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, 磁控管工作角频率为 ω' , 与 ω_0

相差不多, 此时的谐振腔等效导纳为

$$Y(\omega) = G + j2C(\omega' - \omega_0). \quad (4)$$

从而有

$$B_e + 2C(\omega' - \omega_0) = 0. \quad (5)$$

当有频率接近 ω' 的信号注入时, 注入信号源可等效为一个附加导纳, 注入锁频磁控管等效电路如图 3 所示.

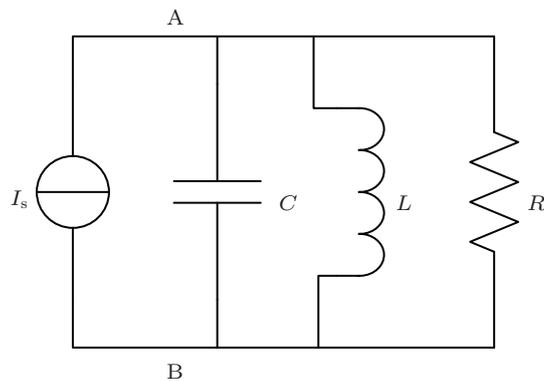


图 2 谐振腔并联等效电路

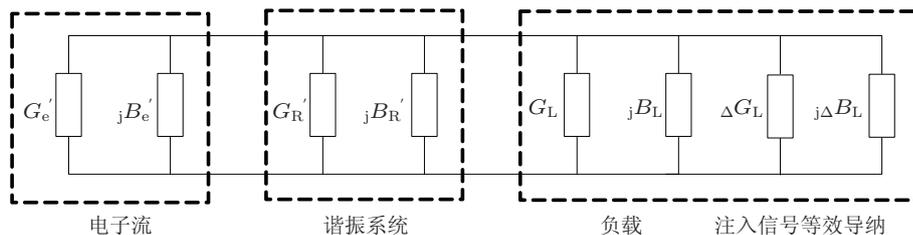


图 3 磁控管注入锁频等效电路

注入信号等效导纳为 $\Delta G_L + j\Delta B_L$. 由于新加了一个负载, 则振荡频率发生变化, 以达到稳定振荡所需要的条件. 此时磁控管的振荡频率为 ω , 注入信号频率为 $\omega_1^{[12]}$.

输出端口输出电压与电流分别为 $V e^{j\omega t}$, $I e^{j\omega t}$; 注入信号电压与电流分别为 $V_1 e^{j\omega_1 t}$, $I_1 e^{j\omega_1 t}$. 其中 V, I, V_1, I_1 均为带有初始相位的复数, 无时间分量, 注入信号与输出信号的初始相位差为 ψ , 角频率差 $\Delta\omega = \omega_1 - \omega$, 因而总相位差为

$$\varphi = \Delta\omega t + \psi. \quad (6)$$

注入比 $\rho = \frac{V_1}{V} = -\frac{I_1}{I} = |\rho| e^{j\psi}$, 总的等效负载导纳 $G'_L + jB'_L$ 为实际负载导纳与注入信号等效导纳之和, 即 $G'_L + jB'_L = G_L + \Delta G_L + j\Delta B_L$.

由导纳的定义可得

$$\begin{aligned} G'_L + jB'_L &= \frac{I e^{j\omega t} + I_1 e^{j\omega_1 t}}{V e^{j\omega t} + V_1 e^{j\omega_1 t}} \\ &= \frac{I}{V} \frac{1 + \frac{I_1}{I} e^{j\Delta\omega t}}{1 + \frac{V_1}{V} e^{j\Delta\omega t}} = G_L \left(\frac{1 - |\rho| e^{j\varphi}}{1 + |\rho| e^{j\varphi}} \right), \quad (7) \end{aligned}$$

其中, $G_L = \frac{I}{V}$. 进一步化简可得

$$G'_L + jB'_L = G_L \frac{1 - |\rho|^2 - j2|\rho| \sin \varphi}{1 + 2|\rho| \cos \varphi + |\rho|^2}. \quad (8)$$

满足稳定振荡条件, 则有

$$B'_e + B'_R + B'_L = 0. \quad (9)$$

由于频率发生变化, 谐振腔等效电纳发生变化. 而磁控管输出稳定, 等效电路两端的高频电压幅值 V_m 变化不大, 电子电纳几乎不变, 可以近似认为 $B'_e = B_e$. 此时谐振腔电纳和负载电纳分别为

$$B'_R = 2C(\omega - \omega_0), \quad (10)$$

$$B'_L = -\frac{2G_L |\rho| \sin \varphi}{1 + 2|\rho| \cos \varphi + |\rho|^2}. \quad (11)$$

由 (9) 式可知

$$B_e + 2C(\omega - \omega_0) - \frac{2G_L |\rho| \sin \varphi}{1 + 2|\rho| \cos \varphi + |\rho|^2} = 0. \quad (12)$$

(12)—(5) 式可得

$$C(\omega - \omega') - \frac{G_L |\rho| \sin \varphi}{1 + 2|\rho| \cos \varphi + |\rho|^2} = 0. \quad (13)$$

由于外观品质因数为 $Q_e = \frac{\omega_0 C}{G_L}$. 进而就有

$$\omega - \omega' - \frac{\omega_0 |\rho| \sin \varphi}{Q_e (1 + 2|\rho| \cos \varphi + |\rho|^2)} = 0. \quad (14)$$

我们要研究注入信号角频率 ω_1 与磁控管工作角频率 ω 的关系, 引入注入信号角频率 ω_1 , 有

$$\omega_1 - \omega + \frac{\omega_0 |\rho| \sin \varphi}{Q_e (1 + 2|\rho| \cos \varphi + |\rho|^2)} = \omega_1 - \omega'. \quad (15)$$

由 (6) 式可知

$$\frac{d\varphi}{dt} = \Delta\omega = \omega_1 - \omega. \quad (16)$$

(15) 式变成

$$\frac{d\varphi}{dt} + \frac{\omega_0 |\rho| \sin \varphi}{Q_e (1 + 2|\rho| \cos \varphi + |\rho|^2)} = \omega_1 - \omega', \quad (17)$$

该式即为描述锁频系统相位的微分方程.

当锁频完成时, 有 $\frac{d\varphi}{dt} = 0$. 我们定义锁频角频率差 $\Delta\omega_s = \omega_1 - \omega'$, 则有

$$\Delta\omega_s Q_e (1 + 2|\rho| \cos \varphi + |\rho|^2) = \omega_0 |\rho| \sin \varphi. \quad (18)$$

整理可得

$$\begin{aligned} \Delta\omega_s Q_e 2|\rho| \cos \varphi - |\rho| \omega_0 \sin \varphi \\ = -\Delta\omega_s Q_e (1 + |\rho|^2). \quad (19) \end{aligned}$$

由三角函数理论可知, 所有 $A \sin \theta + B \cos \theta$ 的形式都可化为 $\sqrt{A^2 + B^2} \sin(\theta + \theta')$ 的形式.

(19) 式可化为

$$\begin{aligned} \sqrt{(|\rho| \omega_0)^2 + (2|\rho| \Delta\omega_s Q_e)^2} \sin(\varphi + \varphi') \\ = \Delta\omega_s Q_e (1 + |\rho|^2). \quad (20) \end{aligned}$$

由于 $|\sin(\varphi + \varphi')| \leq 1$, 则有

$$\Delta\omega_s Q_e (1 + |\rho|^2) \leq \sqrt{(|\rho| \omega_0)^2 + (2|\rho| \Delta\omega_s Q_e)^2}. \quad (21)$$

化简可得

$$|\Delta\omega_s| \leq \frac{\omega_0 |\rho|}{Q_e |1 - |\rho|^2|}. \quad (22)$$

任意注入比下, 注入锁频磁控管锁频带宽为

$$B = \frac{\omega_0 |\rho|}{\pi Q_e |1 - |\rho|^2|}. \quad (23)$$

当 $|\rho| \ll 1$ 时, 有

$$|\Delta\omega_s| \leq \frac{\omega_0 |\rho|}{Q_e}. \quad (24)$$

上式与 Adler, David 等人的小注入比结论相一致. 小注入比条件下注入锁频磁控管锁频带宽为

$$B_s = \frac{\omega_0 |\rho|}{\pi Q_E}. \quad (25)$$

小注入比情况基于很小的注入比 ($|\rho| \ll 1$), 随着注入比的增大, 小注入比情况则会出现较大的偏差. 对于冷腔谐振频率 $f_0 = 946$ MHz, 外观品质因

数 $Q_E = 100$ 的磁控管, 小注入比情况与大注入比情况的锁频带宽与注入比的关系如图 4 所示.

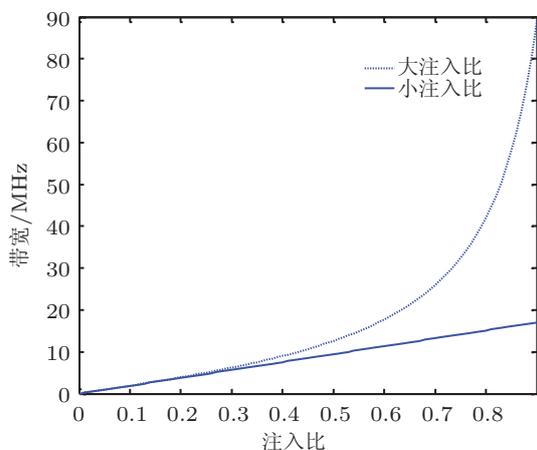


图 4 锁频带宽随注入比变化图

由图可见, 在注入比较小时, 两者基本相同, 但随着注入比的增大, 两者的偏差越来越大, 大注入比情况预测了更大的锁频带宽, 在下文中将对小注入比情况和大注入比情况进行验证.

3 锁频理论的数值处理

小注入比条件下, (17) 式可化简为

$$\frac{d\varphi}{dt} + \frac{\omega_0|\rho|\sin\varphi}{Q_E} = \omega_1 - \omega'. \quad (26)$$

文献 [2] 给出了方程的解析解

$$\tan\left(\frac{\varphi}{2}\right) = \frac{\omega_0|\rho|}{Q_c\Delta\omega_s} + \sqrt{\left(\frac{\omega_0|\rho|}{Q_c\Delta\omega_s}\right)^2 - 1} \frac{1 + e^{A(t-t_0)}}{1 - e^{A(t-t_0)}}, \quad (27)$$

其中, $A = \sqrt{\left(\frac{\omega_0|\rho|}{Q_c}\right)^2 - \Delta\omega_s^2}$.

对于 (27) 式, 若 $t \rightarrow +\infty$

$$\tan\left(\frac{\varphi}{2}\right) = \frac{\omega_0|\rho|}{Q_c\Delta\omega_s} - \sqrt{\left(\frac{\omega_0|\rho|}{Q_c\Delta\omega_s}\right)^2 - 1}. \quad (28)$$

可以看到最终相位差与初始相位差无关, 取决于冷腔频率、注入比、外观品质因数和角频差.

对冷腔频率 946 MHz, 工作频率 938 MHz 的磁控管进行注入锁频, 注入比为 0.35, 磁控管外观品质因数为 100, 可得其锁频范围是 938 ± 6.6 MHz. 我们采用 940 MHz 的信号对其进行注入锁频, 满足 (24) 式锁频条件. 与 (27) 式, (28) 式相应的数值为

$$\omega_0 = 2\pi \times 946 \times 10^6 \text{ rad/s},$$

$$\Delta\omega_s = 2\pi \times (940 - 938) \times 10^6 \text{ rad/s},$$

$$|\rho| = 0.35, \quad Q_c = 100.$$

由 (28) 式计算可得最终的稳定值约为 0.6486.

将上述数值代入 (27) 式, 利用 MATLAB 画出其解的图形, 如图 5 所示.

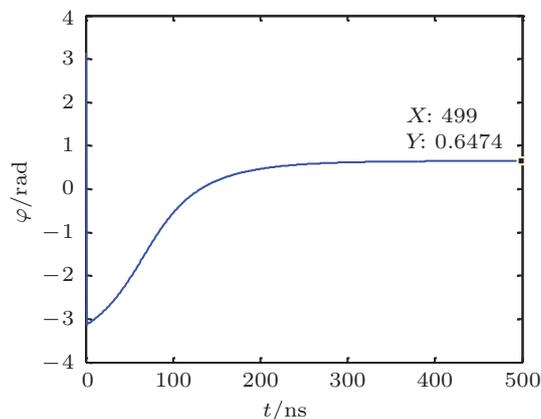


图 5 Slater 解析解相位时间图

可以看到, 该方程的解是收敛的, 相位差最终是一个恒定值, 锁频完成, 整个系统工作在稳定状态. 从图中可以看出, 其稳态值约为 0.6474, 考虑到计算精度, 该稳态值与理论计算值相符.

对于 (26) 式利用数值求解方法, 时间采用 ns, 则在给定参数下,

$$\omega_0 = 2\pi \times 946 \times 10^6 \text{ rad/s},$$

$$\Delta\omega_s = 2\pi \times (940 - 938) \times 10^6 \text{ rad/s},$$

$$|\rho| = 0.35, \quad Q_E = 100, \quad \varphi(0) = 0,$$

得到其解如图 6 所示.

图 6 中稳态值约为 0.6504. 对比图 5、图 6, 可以看出, 解析解与 MATLAB 求解最终都达到稳定状态, 符合注入锁频的实际情况, 考虑计算过程的近似及 MATLAB 计算精度, 稳态值基本相同.

对于 (26) 式, 其他条件不变, 若改变初值, 令 $\varphi(0)$ 分别为 $\pm\pi/2, \pm3\pi/4, \pm\pi$, 可得 (26) 式数值解如图 7 所示.

从图 7 中可以看出, $\varphi(0) = -\pi, \pm\pi/2, \pm3\pi/4$ 时稳态值均为 0.6499, $\varphi(0) = \pi$ 时, 稳态值为 6.932, 恰好比 0.6499 多 2π . 可以发现尽管初始相位差不同, 但稳态值相同. 结合 (27) 式可知, 当 $t \rightarrow +\infty$, φ 的值与谐振腔谐振频率、锁频角频差、外观品质因数和注入比有关, 与初始相位值无关, 相应的模拟仿真也证明了这一点 [12]. 由此可以得出: 注入锁

频的稳态相位差与初始相位差无关, 取决于谐振腔谐振频率、锁频角频差、外观品质因数和注入比. 因此, 在各参数给定以后, 我们可以通过改变注入信号的相位以调节输出信号相位, 这在功率合成中具有重要意义.

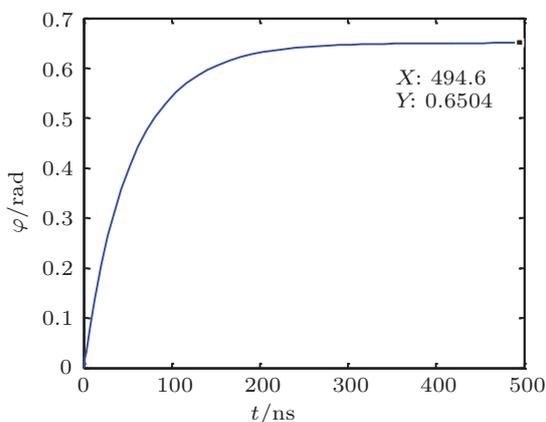


图6 $\varphi(0) = 0$ 数值解相位差时间图

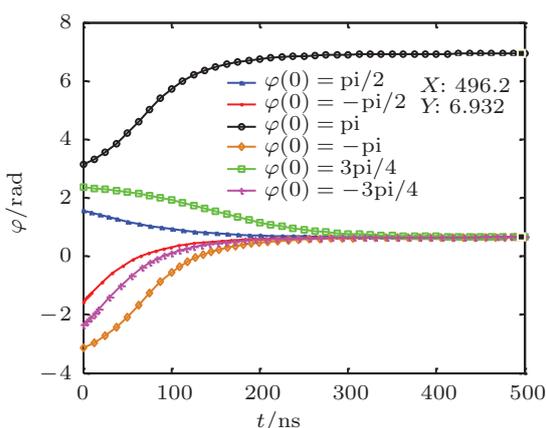


图7 不同初值相位差时间图

其他参数不变, 我们用 950 MHz 的信号对该磁控管注入锁频, 即

$$\begin{aligned} \omega_0 &= 2\pi \times 946 \times 10^6 \text{ rad/s}, \\ \Delta\omega_s &= 2\pi \times (950 - 938) \times 10^6 \text{ rad/s}, \\ |\rho| &= 0.35, \quad Q_E = 100, \quad \varphi(0) = 0, \end{aligned}$$

则不满足 (24) 式的锁频条件, 此时 (26) 式数值解如图 8 所示.

可以看出, 数值解未达到稳定状态, 得不到稳定相位. 在实际应用中, 应严格控制注入信号的频率与锁频范围, 防止失锁情形发生.

若采用大注入比情况求解, 我们同样采用 940 MHz 的信号对冷腔频率 946 MHz, 自由工作

频率 938 MHz 的磁控管进行注入锁频, $|\rho| = 0.35$, $Q_E = 100$, 满足 (22) 式锁频条件, 在初始相位差 $\varphi(0) = 0$ 时, 得出 (17) 式相位关于时间的函数图形, 如图 9 所示.

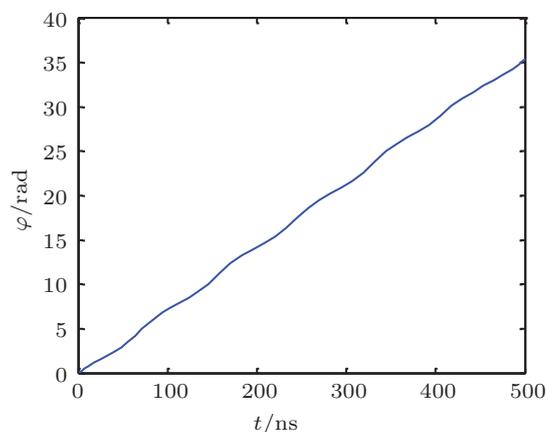


图8 失锁情形数值解相位差时间图

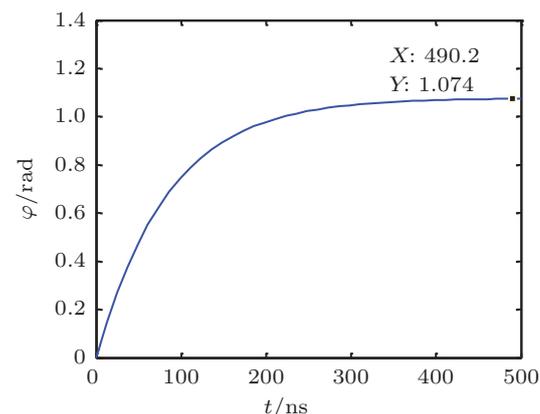


图9 大注入比数值解相位时间图

可以看出, 满足小注入比结论的情形同样满足大注入比的结论, 也能达到相位差稳定, 与理论分析相符. 但与图 6 相比, 稳定值有较大的差异. 这是由于推导过程中小注入比情况做了简化, 从而使结果出现偏差, 但以上的结论依然成立.

4 三维粒子仿真

4.1 小注入比情况仿真

利用 MAGIC 3D 三维粒子模拟软件, 对普通 A6 磁控管作仿真分析 [13-15]. π 模工作模式下电场和磁场的分布分别如图 10 和图 11 所示.

可以看到, 此时的振荡频率为 946.921 MHz. 设定直流电压 21 kV, 磁场 0.1 T, 采用爆炸式电子

发射, 观察到的稳定阳极电流约 3.6 A, 其自由工作时, 输出波形、输出功率、频率分别如图 12 至图 14 所示.

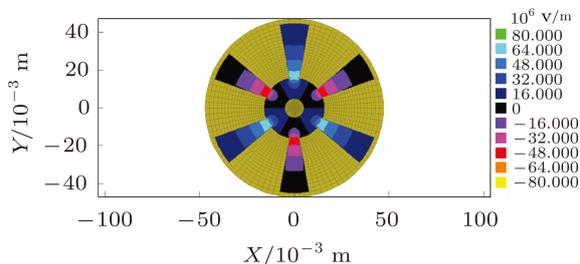


图 10 π 模电场分布

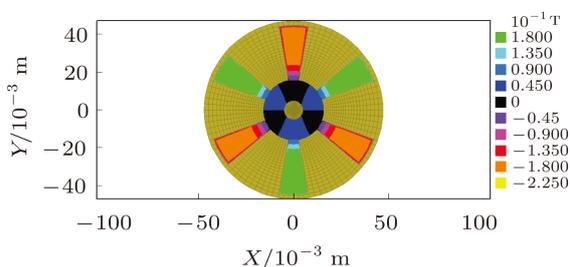


图 11 π 模磁场分布

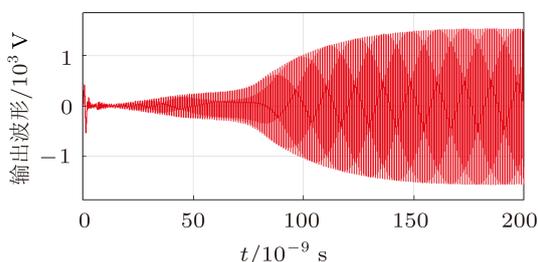


图 12 A6 磁控管自由振荡输出波形

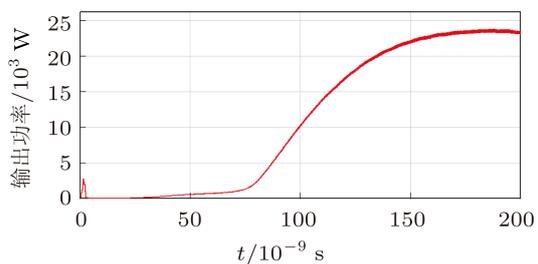


图 13 A6 磁控管自由振荡输出功率

可见其稳定输出功率为 24 kW, 输出频率 938 MHz. 采用 3 kW, 940 MHz 的信号进行注入, 此时的注入比为 $|\rho| = 0.35$, 注入锁频磁控管的输出波形、输出频率分别如图 15 和图 16 所示.

可以看到, 在注入锁频条件下, 100 ns 以后开始有稳定的输出, 此时的输出频率趋于稳定, 由 (6) 式

可知, 相位差也趋于稳定. 与图 5 至图 7 相符. 同时可以看到, 在注入信号作用下, 磁控管能够更快起振. 因此, 该锁频理论与仿真结果相符, 具有很好的指导意义.

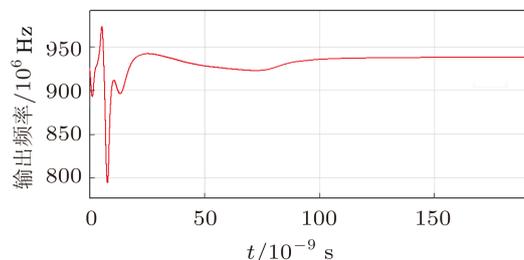


图 14 A6 磁控管自由振荡输出频率

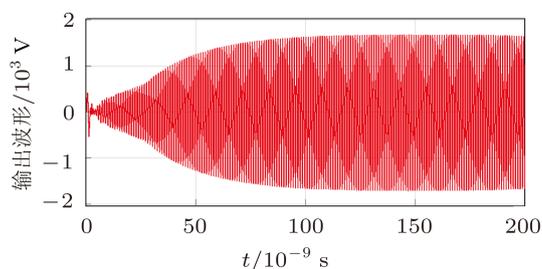


图 15 注入锁频磁控管输出波形

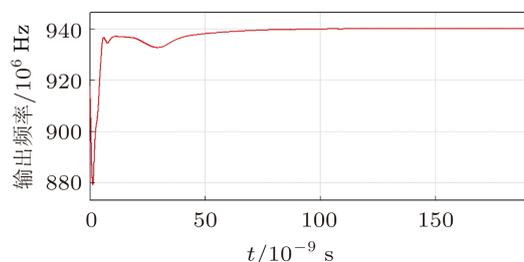


图 16 注入锁频磁控管输出频率

4.2 大注入比情况仿真

由图 4 可知, 当采用大注入比时, 大注入比情况获得比小注入比情况更大的锁频带宽. 我们仍采用冷腔频率 946 MHz, 自由振荡频率 938 MHz 的磁控管进行模拟, 当注入比为 $|\rho| = 0.8$ 时, 由 (23), (25) 式分别得到大注入比情况锁频范围为 938 ± 21.022 MHz, 小注入比情况锁频范围为 938 ± 7.568 MHz. 我们采用 15 kW, 948 MHz 信号对其进行注入锁频模拟. 大注入比下磁控管的输出波形、输出频率如图 17 和图 18 所示.

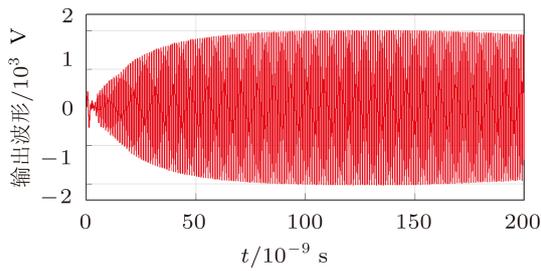


图 17 大注入比注入锁频磁控管输出波形

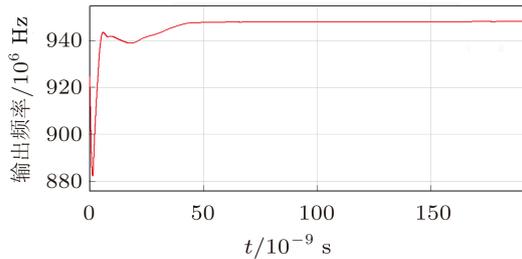


图 18 大注入比注入锁频磁控管输出频率

由图 17 和图 18 可以看出, 磁控管实现注入锁频, 最终稳定在 948 MHz 上, 与大注入比情况相符. 可以得出, 对于注入比比比较大的情形, 大注入比结论更加适用.

5 结论

本文从磁控管的等效电路出发, 明确在阻抗匹配的前提下, 研究了磁控管自由振荡及在注入信号下振荡的频率稳定条件, 推导了系统的相位微分方程, 得出了不同注入比下的注入锁频带宽, 大注入比情况可以得到比小注入比情况更大的锁频带宽, 在大注入比下更为准确. 与以往推导过程相比, 更加明确了磁控管的工作状态、等效依据和各物理参数的含义及决定因素, 推导过程更加严谨. MATLAB 的计算结果表明, 在满足理论公式的条件下, 磁控管能够实现注入锁频, 得到稳定的输出相位差, 注入锁频的稳态相位差与初始相位差无关, 取决于谐振腔谐振频率、锁频角频差、外观品质因数和注入比. 三维粒子模拟结果进一步验证了本文推导的注入锁频理论, 在小注入比下, 大注入比情况和小注入比情况同样适用, 但在大注入比下大注入比情况更加适用, 大注入比情况有更大的适用范围. 该理论对磁控管注入锁频技术及相干功率合成具有重要的指导意义.

- [1] Adler R 1946 *Proc. Ire.* **34** 6
- [2] Slater J C 1950 *Microwave Electronics* (New York: Van Nostrand) pp205—210
- [3] David E E 1952 *Proc. Ire.* **40** 6
- [4] David E E 1961 *Crossed Field Microwave Devices* (Vol. 2) (New York and London: Academic Press) P375
- [5] Behzad Razavi 2004 *IEEE J. Solid-State Circuits* **39** 9
- [6] Woo W, Benford J, Fittinghoff D, Harteneck B, Price D, Smith R, Sze H 1988 *J. Appl. Phys.* **65** 2
- [7] Benford J, Sze H, Woo W, Smith R R, Harteneck B 1989 *Phys. Rev. Lett.* **62** 8
- [8] Henry S, Smith R R, Benford J N, Harteneck B D 1992 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **34** 3
- [9] Treado T A, Brown P D, Hansen T A, Aiguier D J 1994 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **22** 5
- [10] Zhu X Y, Jen L, Liu Q X, Du X S 1996 *Rev. Sci. Instrum.* **67** 5
- [11] Zhang Z T 1981 *Principles of Microwave Tubes* (Beijing: National Defence Industry Press) p105 (in Chinese) [张兆镗 1981 微波电子管原理 (北京: 国防工业出版社) 第 105 页]
- [12] Deng X I, Liu Y G, Li W 2010 *Journal of Microwaves* **26** Supplement (in Chinese) [邓小龙, 刘永贵, 李伟 2010 微波学报 **26** 增刊]
- [13] Chen X, Esterson M, Lindsay P A 1996 *SPIE* **2843** 47
- [14] Kim J I, Won J H, Ha H J, Shon J C, Park G S 2004 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **32** 5
- [15] Bruce G, Larry L, David S, Gary W 1995 *Computer Physics Communications* **87** 1

Injection-locking of magnetrons with matched impedance*

Yue Song^{1)2)†} Zhang Zhao-Chuan¹⁾ Gao Dong-Ping¹⁾

1) (*Key Laboratory of High Power Microwave Sources and Technology, Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China*)

2) (*University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China*)

(Received 16 April 2013; revised manuscript received 24 May 2013)

Abstract

Coherent power-combining by using several magnetrons is essential because the output power of one single magnetron cannot meet the need of large-scale industrial applications. In order to obtain phase coherence condition of the power-combining of normal magnetrons, injection-locking technology should be adopted to make sure the stability of the operating frequency and phase difference. Under impedance matching conditions, equivalent circuit of injection-locked magnetron is analyzed with the conditions of the magnetron stable frequency. The small injection-ratio and large injection-ratio situations of the injection-locked magnetrons are both derived. Furthermore, large injection-ratio situation indicates a greater frequency-locked bandwidth than small injection-ratio situation. Theoretical results are analyzed by MATLAB and injection-locked theory is verified by three-dimensional particle-in-cell simulation. The frequency-locked bandwidth and phase differential equation are given and curves of the phase difference are drawn for different initial phases. Output power and frequency of A6 magnetron are obtained by simulation under both free and injection-locked oscillation conditions. Simulation results show that magnetron can be locked and working stably in frequency-locked bandwidth predicted by both situations. Moreover, in the large injection ratio status the large injection-ratio situation is more accurate than the small injection-ratio situation.

Keywords: magnetron, inject-locking, injection-ratio, phase-difference

PACS: 84.40.Fe, 42.25.Kb, 52.65.Rr

DOI: 10.7498/aps.62.178401

* Project supported by the National Basic Research Program of China (Grant No. 2013CB328901).

† Corresponding author. E-mail: yuessed@163.com