

## 无隔模带磁控管谐振系统的理论分析与仿真

岳松<sup>\*①②</sup> 张兆传<sup>①</sup> 高冬平<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

<sup>②</sup>(中国科学院大学 北京 100049)

**摘要:** 为了提高磁控管稳定性, 需要研究各耦合因素对磁控管谐振频率及模式分隔度的影响。该文采用等效电路的方法, 给出了无隔模带磁控管在电容、电感耦合下的谐振频率及模式分隔度的表达式, 并分析谐振频率随模数的变化趋势及电感、电容耦合强弱对模式分隔度的影响。采用 CST-MWS 软件对不同阴极半径及顶盖高度的谐振系统的谐振频率进行仿真, 并将仿真结果与理论结果进行对比。理论分析与计算机仿真表明, 对于无隔模带磁控管谐振系统, 电容耦合使谐振频率随模数的增大而增大, 电感耦合使谐振频率随模数的增大而减小; 两者分别通过增大和降低  $\pi$  模频率从而增大模式分隔度, 两者共同作用时模谱图取决于占主导地位的耦合因素。

**关键词:** 磁控管; 电感耦合; 电容耦合; 谐振频率; 模式分隔度

中图分类号: TN123

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)09-2272-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.01783

## Theoretical Analysis and Simulation of the Unstrapped Magnetron's Resonant System

Yue Song<sup>①②</sup> Zhang Zhao-chuan<sup>①</sup> Gao Dong-ping<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

<sup>②</sup>(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** The effects of various coupling factors on resonant frequency and mode separation of magnetrons should be investigated to improve the stability of the magnetrons. The resonant frequency and the mode separation of the unstrapped magnetron with capacitance and inductance coupling are derived using equivalent circuit method. Besides, the change of resonant frequency and the effects of capacitance and inductance coupling on mode separation are also numerically calculated. Moreover, the resonant frequencies of magnetrons are simulated by CST-MWS, which are compared with theoretical results. Theoretical analysis and computer simulations show that as the mode number increases, the resonant frequency of unstrapped magnetron induced by the capacitance coupling increases, while the inductance coupling is opposite. The two couplings can both enlarge the mode separation by opposite methods. The mode spectrum of unstrapped magnetron with capacitance and inductance coupling depends on the dominant coupling factor.

**Key words:** Magnetron; Capacitance coupling; Inductance coupling; Resonant frequency; Mode separation

### 1 引言

磁控管作为一种高效率、大功率、低成本的微波源, 在军用及民用领域都发挥着重要的作用<sup>[1-3]</sup>。无隔模带磁控管中可能存在阴阳极电容(以下称电容)、谐振腔互感(以下称电感)等多种耦合形式。目前, 只有考虑电容耦合的扇形腔无隔模带磁控管的高频系统理论得到较多的研究与发展, 更为广泛地综合考虑电感、电容耦合的任意型腔无隔模带磁控

管及其理论方面研究较少<sup>[4-19]</sup>。

磁控管的谐振特性主要有3类方法: 第1类是理论计算, 通常采用等效电路的方法<sup>[4-8]</sup>, 推导谐振频率关于电容、电感及其耦合的表达式, 定性描述分析谐振频率随模数的变化趋势及各物理量对谐振频率影响的强弱, 但无法对给定的磁控管进行计算; 也可以针对磁控管具体的类型和尺寸, 计算出相应模式的频率表达式<sup>[9-12]</sup>, 但通常只针对较为简单的情形。第2类是计算机仿真<sup>[3,12-14]</sup>, 可以较为准确快速地计算出磁控管各模式谐振频率及场分布。第3类是实验研究<sup>[15-18]</sup>, 可以准确地测量出磁控管各模式的谐振频率, 但过程复杂, 成本高。后两类方法都存在无法准确说明电感、电容大小及其

2013-11-14 收到, 2014-03-05 改回

国家 973 计划项目(2013CB32890)和国家自然科学基金(11305177)资助课题

\*通信作者: 岳松 yuessd@163.com

耦合强弱对谐振频率影响的问题。

本文综合采用理论分析与计算机仿真两种方法，力求通过理论计算定性分析磁控管谐振频率和模式分隔度的影响因素，基于磁控管高频系统的等效电路，推导无隔模带磁控管在分别考虑电容、电感耦合及综合考虑电感和电容耦合情况下的谐振频率表达式，进而推导 $\pi$ 模与邻近模式的模式分隔度，分析电容、电感耦合对各模式谐振频率及模式分隔度的影响。通过改变结构调节电容、电感耦合的强弱，利用 CST-MWS 得出相关结构的各模式谐振频率，将仿真结果与理论分析结果进行对比。

## 2 无隔模带高频系统频谱特性理论分析

磁控管的每个腔体可以等效为一个电容与电感的并联电路，当没有电容耦合和电感耦合时，各谐振腔串联，流过各个谐振腔的电流相同，因此各模式的谐振频率均与单个谐振腔的谐振频率相同。当考虑电容耦合时，阴阳极之间存在电位差，从而产生容性电流，耦合电容通过容性电流发挥作用，使总的电容增大，且电容耦合越大，谐振频率越低。当考虑电感耦合时，相邻谐振腔内的磁力线可能闭合，从而产生互感，互感通过感性电流发挥作用，使总的电感增大，且电感耦合越大，谐振频率越低。随着模数的变化，阳极块与阴极之间的电位差不同，相邻谐振腔内磁通量改变，继而使容性电流、感性电流发生变化，从而使各模式的谐振频率有所差别。接下来将通过等效电路的方法具体分析这种影响。

忽略端部空间，本节只研究由阴极、阳极块和阳极筒组成的高频系统的谐振频率。以六腔磁控管为例，其谐振系统的等效电路如图1所示<sup>[7,19]</sup>。

图1中 $L$ 和 $C$ 是单个谐振腔反应到相互作用空间隙缝口处的等效电感和电容， $C_K$ 为阳极与阴极之间的电容，也是腔与腔之间的耦合电容， $M$ 为腔与腔之间的耦合电感。

接下来将分别考虑腔体电容耦合、电感耦合以及综合考虑电感、电容耦合等3种情形分析无隔模带磁控管的谐振频率及模式分隔度。

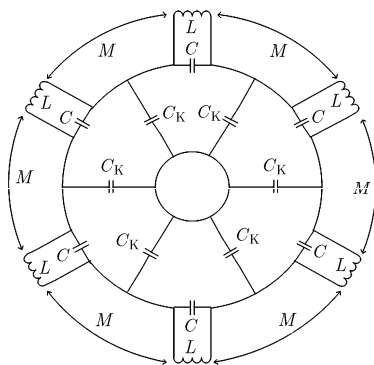


图1 考虑腔体电容、电感耦合磁控管谐振系统的等效电路

### 2.1 只考虑腔体电容耦合的情形

文献[4, 5, 7]给出只考虑电容耦合的无隔模带磁控管谐振角频率为

$$\omega_n = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + k_0 / (1 - \cos \varphi)}} \quad (1)$$

其中， $\omega_0 = \sqrt{1/(LC)}$ ， $\varphi = 2\pi n / N$ ， $k_0 = C_K / (2C)$ 定义为电容耦合度。 $n = 1, 2, \dots, N$ ，只需要研究1到 $N/2$ 的模式频率。 $N = 6$ 时， $k_0$ 分别取0, 0.2, 0.4, 0.6，绘制出其模谱图，如图2所示。

由式(1)及图2可以看出，无隔模带磁控管仅考虑电容耦合的情况，当 $0 \leq n \leq N/2$ 时， $\omega_n$ 随着 $n$ 的增大而增大；随着电容耦合度 $k_0$ 的增大，同一模式的谐振频率逐渐降低。

由模式分隔度的计算公式，可得六腔无隔模带电容耦合磁控管模式分隔度为

$$\gamma = \sqrt{\frac{1 + k_0 / 2}{1 + k_0 / [1 + \cos(2\pi/N)]}} - 1 \quad (2)$$

从式(2)可以看出，若 $N$ 给定，则模式分隔度取决于电容耦合度， $\gamma$ 随着 $k_0$ 的增大而增大。 $N = 6$ 时，其极限值约为13.4%。 $\pi$ 模与邻近模式的模式分隔度很小，无法满足实际要求。实际应用中模式分隔度一般要求不小于15%~20%。

由该节分析可知，无隔模带磁控管只考虑电容耦合时，各模式谐振频率随模数的增大而增大，同时电容耦合度的增大也会降低同一模式的谐振频率，并略增大 $\pi$ 模的模式分隔度。

### 2.2 只考虑电感耦合的情形

对于短阳极块磁控管，邻近腔体之间的互感不能忽略，需要综合考虑电容、电感耦合，由图1可得该磁控管谐振系统第 $i$ 段的等效电路如图3所示。

为了便于研究邻近腔体互感对谐振频率的影响，连带绘制出第 $i + 1$ 和 $i - 1$ 段等效电路，对于第 $i$ 段等效电路的谐振腔 $LC$ 并联电路，即 $ab$ 之间的并联电路，由基尔霍夫电压定律可得

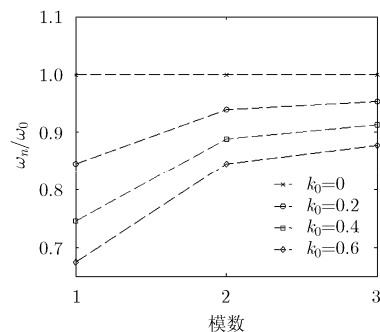
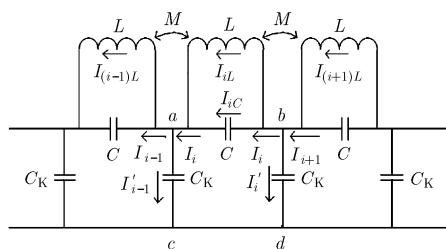


图2 六腔无隔模带电容耦合磁控管理论计算模谱图

图3 无隔模带磁控管电感、电容耦合谐振系统第*i*段的等效电路

$$I_{iC}/(j\omega C) = I_{iL}j\omega L - I_{(i+1)L}j\omega M - I_{(i-1)L}j\omega M \quad (3)$$

由于邻近腔体相位差为 $\varphi$  ( $\varphi = 2n\pi/N$ )，因此  $I_{(i+1)L} = I_{iL}e^{\pm j\varphi}$ ， $I_{(i-1)L} = I_{iL}e^{\mp j\varphi}$ ，代入式(3)可得

$$I_{iC}/(j\omega C) = I_{iL}j\omega(L - 2M \cos \varphi) \quad (4)$$

与电容耦合等效电路相比，电容不变，电感相当于附加一个电感 $-2M \cos \varphi$ ，仅考虑电感耦合的情形，谐振频率变为

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{(L - 2M \cos \varphi)C}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - k \cos \varphi}} \quad (5)$$

式中， $k = 2M/L$  定义为电感耦合度。为使式(5)有意义，要求 $k < 1$ ，即互感不能过大，要小于谐振腔电感的一半。当 $N=6$ 时，令 $k$ 分别取0, 0.2, 0.4, 0.6时，由式(5)绘制出其模谱图，如图4所示。

从式(5)及图4中可以看出，仅考虑电感耦合时，各模式的谐振频率随模数的增大而降低，电感耦合度越大， $\pi$ 模谐振频率越低，同时注意到，电感耦合增大模式分隔度的方法与电容耦合恰好相反，两者联合作用将使磁控管的频谱特性呈现更为复杂的状态。

由式(5)计算可得无隔模带电感耦合磁控管模式分隔度为

$$\gamma = \sqrt{\frac{1+k}{1+k \cos(2\pi/N)}} - 1 \quad (6)$$

模式分隔度随着电感耦合度的增加而增大， $N=6$ 时，模式分隔度的极限值约为15.47%。该值理

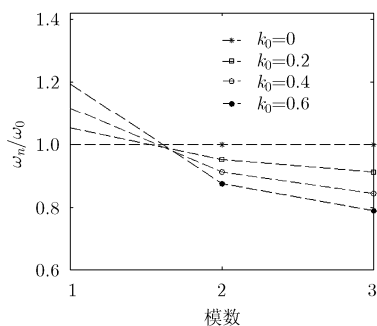


图4 六腔无隔模带电感耦合磁控管理论计算模谱图

论上能够满足实际应用的需求，但实际情况中电感耦合度通常较小，且会受到电容耦合的影响，难以在较大的程度上提高磁控管的模式分隔度。

由本节分析可知，无隔模带磁控管只考虑电感耦合时，各模式谐振频率随模数的增大而减小，与电容耦合对频谱的作用结果恰恰相反。同时电感耦合度的增大也会降低 $\pi$ 模的谐振频率，并略增大 $\pi$ 模的模式分隔度。

### 2.3 综合考虑电容耦合与电感耦合的情形

由于互感只改变了谐振腔电感，而对谐振腔电容及耦合电容没有影响，可得无隔模带电感、电容耦合磁控管各模式谐振角频率为

$$\omega_n = \frac{\omega_0}{\sqrt{[1 + k_0/(1 - \cos \varphi)](1 - k \cos \varphi)}} \quad (7)$$

式(7)表示的即为综合考虑电容、电感耦合的情形，电感耦合度、电容耦合度都对谐振频率有影响，因此该情形下的无隔模带磁控管频谱将呈现一种复杂的变化趋势，且与两种耦合的相对强弱有关。由函数运算可知，增长性的分界点在 $k_0 = 4k/(1-k)$ 附近。

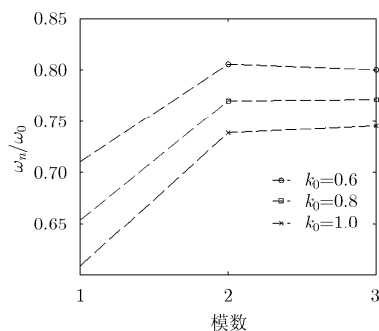
当 $N=6$ 时，令 $k=0.2$ ，由上述结论计算可得 $k_0$ 的分界点为1。离散的频谱分界点也应在 $k_0=1$ 附近，因此在1附近取点， $k_0$ 分别取0.6, 0.8, 1.0，由式(6)得到六腔无隔模带电容、电感耦合磁控管的模谱图如图5所示。

为便于分析计算，令 $k=0.2$ ，将各模式的谐振频率摘录，保留到小数点后4位，如表1所示。

从图5及表1中可以看出，当 $k_0=0.8$ 时，各模

表1 3种耦合组合的磁控管各模式的谐振频率

$k_0$	模式1	模式2	模式3	模式分隔度(%)
0.6	0.7107	0.8058	0.8006	0.65
0.8	0.6537	0.7700	0.7715	0.19
1.0	0.6086	0.7385	0.7454	0.93

图5 六腔无隔模带电容、电感耦合磁控管在电感耦合度 $k=0.2$ 时理论计算模谱图

式谐振频率随模数增大而增大, 但 $\pi$ 模与其邻近模式分隔度很小, 为近似的成长性分界点; 当 $k_0=1.0$ 时, 电容耦合度较大, 此时各模式谐振频率随模数增大而增大; 当 $k_0=0.6$ 时, 电容耦合度较小, 此时各模式谐振频率随模数增大而先增大后减小。

若 $N=6$ , 计算六腔无隔模带电容、电感耦合磁控管模式分隔度, 可得

$$\gamma = \left| 1 - \sqrt{\left(1 - \frac{1}{6/k_0 + 4}\right) \left(1 + \frac{1}{2/k + 1}\right)} \right| \quad (8)$$

在前两节的分析中, 电容、电感耦合都能提高模式分隔度, 但提高模式分隔度的方法恰恰相反, 因此, 两者共同作用时, 同时提高电容、电感耦合不一定能提高模式分隔度。由式(8)计算可得: 当 $k_0 < 3k/(1+2k)$ 时, 电感耦合其主导作用; 当 $k_0 > 3k/(1+2k)$ 时, 电容耦合其主导作用; 当 $k_0 = 3k/(1+2k)$ 时,  $\gamma = 0$ , 电容耦合与电感耦合在提高模式分隔度方面的作用相互抵消。

综上所述, 电容耦合使得谐振角频率 $\omega_n$ 随模数的增大而增大, 而电感耦合使得谐振角频率 $\omega_n$ 随模数的增大而减小, 两者的共同作用使模谱图呈现一种不单调变化的复杂性, 两者的相对大小决定了该磁控管的模谱图及模式分隔度, 最终的结果与占主导地位耦合因素作用结果相符。

### 3 无隔模带磁控管高频系统频谱特性的仿真

根据电容的定义式, 通过增加阴极半径以减小阴阳极之间的距离, 从而增大耦合电容与电容耦合度, 这种做法不改变谐振腔的结构, 因此对谐振腔电容及电感耦合的影响最小。

互感是由于磁控管相邻谐振腔之间的磁场线形成闭合回路产生的。端部空间对磁控管的模谱有两方面的影响<sup>[4]</sup>: 一方面是各谐振腔磁力线通过端部空间形成闭合, 从而增大互感, 且端部顶盖离高频系统越近, 互感越大; 另一方面是顶盖与高频系统出现附加电容, 从而增大总电容。当端部空间和阳极块高度都很小时, 第1个影响占主导地位, 因此可以通过改变端部空间高度的方法来改变互感, 从而观察电感耦合对磁控管高频系统谐振特性的影响。

综合运用上述两种方法, 当端部空间高度给定后, 即电感耦合度给定, 改变阴极半径的大小, 调节电容耦合度, 从而得到综合考虑电容、电感耦合时磁控管高频系统的模谱图。

#### 3.1 只考虑腔体电容耦合的情形

阳极块高度越大, 相邻谐振腔的互感耦合越弱, 因此采用利用 CST-MWS 建立一个阳极高度近似等于波长的一个长阳极六腔磁控管高频系统。阳极半径为 9 mm, 采用扇形阳极结构, 叶片宽度为 40°, 阳极筒半径为 23.5 mm, 谐振系统高度为 100 mm,

令阴极半径 $r_c$ 分别取 4 mm, 5 mm, 6 mm, 仿真结果如图 6 所示。

计算可得阴极半径 $r_c$ 分别取 4mm, 5mm, 6mm 时, 模式分隔度分别为 2.52%, 3.43%, 4.51%。图 2 与图 6 中的模谱图基本一致, 各模式的谐振频率随着模数的增大而增大; 随着阴极半径的增大, 电容耦合度逐渐增大, 同一模式的谐振频率逐渐降低,  $\pi$  模的模式分隔度逐渐提高。该仿真结果与 2.1 节中的理论分析与数值计算结果一致。

#### 3.2 只考虑谐振腔互感耦合的情形

采用利用 CST-MWS 建立一个阳极高度远小于波长的六腔磁控管。阳极半径为 15.56 mm, 设定阴极半径为 0, 以减小电容耦合。采用扇形阳极结构, 叶片宽度为 40°, 阳极筒半径为 44.45 mm, 谐振系统高度为 17.78 mm, 端部空间顶盖高度 $h_s$ 分别取 53 mm, 40 mm, 32 mm。仿真结果如图 7 所示。

计算可得顶盖高度 $h_s$ 分别取 53 mm, 40 mm, 32 mm 时, 模式分隔度分别为 0.20%, 1.26%, 1.98%。从图 7 中可以看出, 各模式的谐振频率随模数的增大而降低, 随着顶盖高度的减小, 互感增强, 电感耦合度增大, 模式分隔度增大。该结论与 2.2 节的理论分析相符。图 7 与图 4 相比, 模谱图的整体走势一致, 但图 7 中的不同电感耦合度的模谱图没有出现交叉, 这是由于顶盖与阳极叶片之间的电容使得总电容增大, 增加了电容耦合, 抵消了电感耦合的作用, 但电感耦合起主导作用, 因此图形整体与只考虑电感耦合时高频系统的模谱图相符。

#### 3.3 综合考虑谐振腔电感、电容耦合的情形

采用利用 CST-MWS 建立一个阳极高度远小于波长的六腔磁控管。阳极半径为 15.56 mm, 采用扇形阳极结构, 叶片宽度为 40°, 阳极筒半径为 44.45 mm, 谐振系统高度为 17.78 mm, 端部空间顶盖高度为 53 mm, 阴极半径 $r_c$ 分别取 1 mm, 5 mm, 13 mm, 得到的模谱图如图 8 所示。

为便于分析, 将各模式的谐振频率摘录出来, 如表 2 所示。

当顶盖高度给定后, 电感耦合度可以认为是是不变的。从图 8 与表 2 中可以看出,  $r_c=1$  mm 时, 阴阳极电容小, 电容耦合度较小, 此时电感耦合占主导地位, 各模式谐振频率随模数的增大而先增大后减小;  $r_c=5$  mm 时, 电容耦合增大, 各模式谐振频率随模数的增大而增大, 但此时的模式分隔度近似为零;  $r_c=13$  mm 时, 电容耦合进一步增大, 此时电容耦合占主导地位, 各模式谐振频率随模数的增大而增大, 模式分隔度较 $r_c=5$  mm 的情形也有所改善。三者分别对应图 5 中 $k_0=0.6$ ,  $k_0=0.8$ ,  $k_0=1.0$ 的情形。图 5 与图 8 相比, 3 种电容、电感耦合相对强弱的情形下模谱图基本一致, 该结果与 2.3 节中的理论分析结果相符。

表2 六腔无隔模带电容、电感耦合磁控管仿真频率

顶盖高度 $h_s$ (mm)	阴极半径 $r_c$ (mm)	模式 1 频率(GHz)	模式 2 频率(GHz)	模式 3 频率(GHz)	模式分隔度(%)
53	1	2.039	2.010	2.006	0.20
53	5	1.994	2.005	2.007	0.10
53	13	1.424	1.766	1.838	3.92

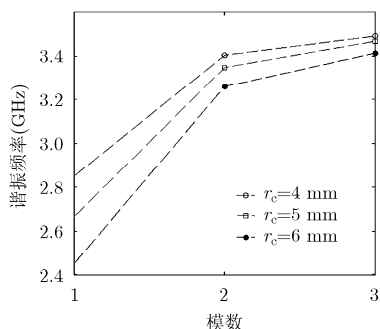


图6 六腔无隔模带电容耦合磁控管仿真模谱图

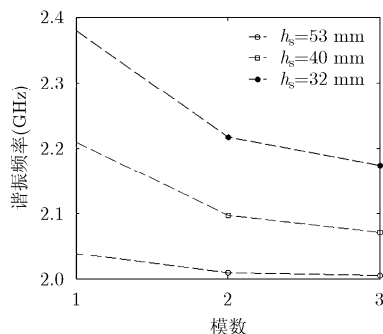


图7 六腔无隔模带电感耦合磁控管仿真模谱图

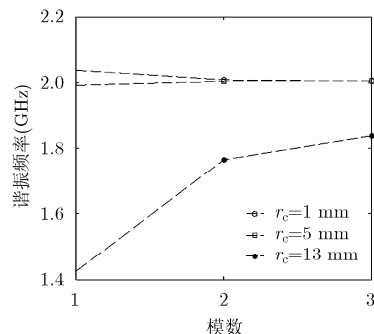


图8 六腔无隔模带电容、电感耦合磁控管仿真模谱图

## 4 结论

本文通过等效电路的方法得到无隔模带磁控管在单独考虑电容耦合、电感耦合及综合考虑电容、电感耦合时的谐振频率及模式分隔度的表达式，通过改变磁控管的结构来调节电容、电感耦合度，采用 CST-MWS 对建立的磁控管模型进行仿真，并将仿真结果与理论结果进行对比。理论与仿真结果表明：无隔模带磁控管只考虑电容耦合时，各模式谐振频率随模数的增大而增大，同时电容耦合度的增大也会降低各模式的谐振频率，并增大  $\pi$  模的模式分隔度；只考虑电感耦合时，各模式谐振频率随模数的增大而减小，同时，电感耦合度的增大也会降低  $\pi$  模的谐振频率，并增大  $\pi$  模的模式分隔度。电感耦合对频谱的作用与电容耦合恰恰相反，两者的共同作用使模谱图呈现一种不单调变化的复杂性，两者的相对大小决定了该磁控管的模谱图及模式分隔度，最终的结果与占主导地位的耦合因素作用结果相符。理论分析结果与仿真结果一致，表明本文采用的等效电路分析模型及结论是准确可行的，能够指导磁控管的分析与设计。

## 参考文献

- [1] 吴群, 林志安. 磁控管谐振系统计算机仿真研究[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2000, 32(3): 33-36.  
Wu Qun and Lin Zhi-an. Computer simulation of magnetron resonant system[J]. *Journal of Harbin Institute of Technology*, 2000, 32(3): 33-36.
- [2] 吴群. 磁控管的研究现状与发展趋势[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2000, 32(5): 9-12.

Wu Qun. Newly developed technique in the research of magnetrons[J]. *Journal of Harbin Institute of Technology*, 2000, 32(5): 9-12.

- [3] 吴群, 贾世楼, 孙道礼. 一种预测磁控管谐振模式和场分布的新方法[J]. 电子测量与仪器学报, 1999, 13(3): 18-23.  
Wu Qun, Jia Shi-lou, and Sun Dao-li. A new approach to predict of resonant mode and field distributions of magnetrons[J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrument*, 1999, 13(3): 18-23.
- [4] 萨姆索诺夫. 多腔磁控管的计算和设计原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 1975: 43-99.  
Sumsorov A E. The Calculation and Design Theory of Multicavity Magnetron[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1975: 43-99.
- [5] Okress E. Crossed-Field Microwave Devices(Vol. I)[M]. New York and London: Academic Press, 1961: 105-110.
- [6] Welch H W. Prediction of traveling wave magnetron frequency characteristics: frequency pushing and voltage tuning[J]. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 1953, 41(11): 1631-1653.
- [7] 张兆镛. 微波电子管原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 1981: 237-239.  
Zhang Zhao-tang. The Theory of Microwave Tube[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1981: 237-239.
- [8] Li Dao-hui and Chen Xiao-dong. Study of nonlinear dynamics in magnetron by using circuitry model[J]. *Physics of Plasmas*, 2012, 19: 032312.
- [9] 电子管设计手册编辑委员会. 磁控管设计手册[M]. 北京: 国防工业出版社, 1979: 74-106.  
The editorial board for the vacuum tube design manuals. A

- Design Manual of the Magnetron[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 1979: 74-106.
- [10] Maurya S, Singh V V P, and Jain P K. Characterisation of resonant structure of relativistic magnetron[J]. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2012, 6(8): 841-845.
- [11] Fan Yu-wei, Liu Jing, Zhong Hui-huang, *et al.*. Theoretical investigation of the fundamental mode frequency of A6 magnetron[J]. *Journal of Applied Physics*, 2009, 105(8): 083310.
- [12] Balk M C. 3D magnetron simulation by means of graphical processing units with CST STUDIO SUITE[C]. Vacuum Electronics Conference (IVEC) IEEE Thirteenth International, Monterey, 2012: 25-26.
- [13] Churyumov G I, Frolova T I, Gritsunov A V, *et al.*. Analysis of mode competition in magnetrons[C]. Vacuum Electronics Conference (IVEC) IEEE Fifth International, Monterey, 2004: 232-233.
- [14] Maurya S, Singh V V P, and Prasad S. Study of mode control in a S-band pulsed tunable magnetron[C]. Recent Advances in Microwave Theory and Applications, International Conference on MICROWAVE, Jaipur, 2008: 38-41.
- [15] Imran T A D and Carter R. Noise performance of frequency and phase-locked CW magnetrons operated as current-controlled oscillators[J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2005, 52(9): 2096-2103.
- [16] 郭天鹏, 曾正华, 郭庆功, 等. C波段高稳定度磁控管微波源实验研究[J]. 电子信息对抗技术, 2012, 27(3): 74-77.  
Guo Tian-peng, Zeng Zheng-hua, Guo Qing-gong, *et al.*. Experimental study on C band magnetron microwave sources with high stabilization[J]. *Electronic Information Warfare Technology*, 2012, 27(3): 74-77.
- [17] Li Wei, Liu Yong-gui, Zhang Jun, *et al.*. Experimental investigations on the relations between configurations and radiation patterns of a relativistic magnetron with diffraction output[J]. *Journal of Applied Physics*, 2013, 113(2): 023304.
- [18] 李伟, 刘永贵. 类磁控管结构的理论分析[J]. 物理学报, 2012, 61(2): 180-184.  
Li Wei and Liu Yong-gui. Theoretical analysis of magnetronlike structure[J]. *Acta Physica Sinica*, 2012, 61(2): 180-184.
- [19] Collins G B. Microwave Magnetrons[M]. New York: McGraw-Hill, 1948: 49-55.
- 岳松: 男, 1987年生, 博士生, 研究方向为高功率微波真空电子器件与技术。
- 张兆传: 男, 1965年生, 研究员, 研究方向为高功率微波真空电子器件与技术。
- 高冬平: 男, 1982年生, 助理研究员, 研究方向为高功率微波真空电子器件与技术。