

文章编号: 1001-4322(2010)05-1167-05

一种重复频率脉冲导引磁场的设计*

余小辉, 杨汉武, 张自成, 汪 伟

(国防科学技术大学 光电科学与工程学院, 长沙 410073)

摘 要: 介绍了一种重复频率脉冲磁场作为高功率微波源的导引磁场的设计, 该磁场电源具有功耗低、发热量小、结构紧凑等优点, 符合高功率微波朝重复频率方向发展的需求。从产生脉冲磁场的电流表达式出发, 根据涡流损耗不能太大、品质因数要高和电容储能要小的原则, 给出了脉冲磁场产生系统的储能电容和充电电压的优化设计方法。最后将此方法应用于 Ka 波段返波振荡器导引磁场的设计, 确定出产生脉冲磁场电路的电容和充电电压的值, 并进行了仿真和实验研究, 结果与理论要求吻合较好, 在重复频率 10 Hz 条件下能稳定运行, 验证了设计的合理性。

关键词: 重复频率; 脉冲磁场; 导引磁场; 涡流损耗; 优化

中图分类号: TM **文献标志码:** A **doi:**10.3788/HPLPB20102205.1167

高功率微波技术朝高功率、重复频率和紧凑化的方向发展, 一些效率高、可重复频率运行的高功率微波 (HPM) 源要求提供外加磁场以实现电子束的导引^[1]。对于重复频率 HPM 源提供外加磁场的方式有 3 种: 一是采用超导磁体产生稳恒磁场; 二是利用脉宽调制技术控制储能较大的电容组对励磁线圈放电, 使电流在一段时间内维持恒定, 从而产生准稳恒磁场 (直流磁场); 三是采用储能较小电容器对励磁线圈放电产生脉冲磁场。第 1 种方式由于提供了稳恒磁场, 器件重复频率运行持续时间不受限制, 但技术复杂、成本高、需要很强的冷却系统, 并且一旦超导磁场设计好之后磁场分布固定, 其大小也不易调节。第 2 种方式由于产生准稳恒磁场, HPM 源便可以在该时间范围内重复频率工作, 其磁场的大小和分布易于调整, 但这种方式不管重复频率的高低, 其功耗都是相同的, 且在重复频率间隙也发热, 故功耗高、发热量大、需要庞大的储能系统和冷却系统, 它适合于重复频率较高的 HPM 源^[2]。第 3 种方式只在峰值电流时刻出现最大磁场, 此时控制电子束刚好穿过返波管。电容器放电后, 利用重复频率电子束间的间隙, 用高频开关电源为其充电。这种方式功耗和重复频率成正比, 在重复频率间隙不发热, 故重复频率较低的情况下发热量小, 且结构紧凑, 但它对与电子束的同步有要求, 需要考虑脉冲电流引起的涡流损耗问题, 它适用于重复频率相对较低 (20 Hz 左右) HPM 源。

本文通过对脉冲磁场设计方法的分析, 给出了储能电容和充电电压的优化选取原则, 分析了涡流损耗的影响可等效为实际产生磁场脉冲电流的降低, 得到在优化条件下储能电容和充电电压的选取方法, 给出了一个应用于 Ka 波段返波振荡器 (BWO) 的设计实例。

1 设计思路

产生脉冲磁场的电路如图 1 所示, 其工作过程为充电系统给储能电容 C 充电到电压 V , 控制晶闸管导通, 使在峰值电流时刻电子束刚好穿越微波管, 由于电子束穿越微波管的时间量级 (ns) 与回路放电周期 (ms) 相差 6 个量级, 所以, 可以认为电子束在恒定最大磁场下穿越微波管。电容器放电后, 利用重复频率电子束间的间隙, 对储能电容 C 剩余的能量进行回收, 损失的能量由高频开关电源为其补充, 再次充电到预定电压后等待放电晶闸管触发信号放电, 即可实现重复频率运行。

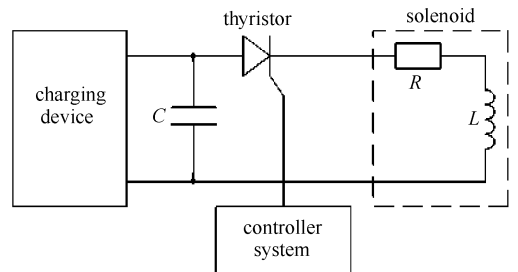


Fig. 1 Schematic diagram of discharging circuit

图 1 回路放电电路图

* 收稿日期: 2009-04-07; 修订日期: 2009-10-27

基金项目: 国家高技术发展计划项目

作者简介: 余小辉 (1983—), 男, 湖北黄冈人, 硕士研究生, 主要从事脉冲功率技术研究; yuxiaohui174@yahoo.cn。

由图 1 可知,当储能电容满足 $R < 2(L/C)^{1/2}$ 时,回路电流为^[3]

$$i(t) = \frac{V}{\omega L} \sin(\omega t) \exp(-Rt/2L) \quad (1)$$

式中: ω 为交流电流的角频率,表示为

$$\omega = \left(\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}\right)^{1/2} \quad (2)$$

回路各参数的设计思路如下:依据微波管的尺寸模型,进行软件的仿真,在最大微波输出时可得到一组螺旋管数值模型,可计算出其电感 L 和电阻 R ,再根据储能电容 C 和充电电压 V 的优化选取原则,可得到回路电容 C 和电压 V 的最佳值,即可确定放电回路参数。

2 电容和电压的优化选取

我们的目标在于设计一个结构紧凑、能量利用效率高的磁场系统,故优化的主要目的是在能使回路产生所需的磁场条件下,回路电容储能小,回路的欧姆损耗小。我们知道,电容 C 越大,回路的品质因数 Q 越小,欧姆损耗越大,能量利用率越低;电容 C 越小,回路放电频率越高,脉冲电流在慢波结构和密封金属壁上产生的涡流损耗就越大,故存在一个最佳电容 C 值。具体来说 C 和 V 的选取遵守以下 3 个原则:

(1) 高频脉冲电流应能满足产生磁场的需要,衰减因子 K_{Σ} 满足

$$K_{\Sigma} I_{\max} \geq I_{DC} \quad (3)$$

式中: I_{DC} 为产生磁场的直流电流; I_{\max} 为放电回路的峰值电流。

(2) 回路的品质因数 Q 要大。

(3) 电容器上的储能越小越好。

对于原则(1),导体的趋肤效应是用穿透深度 $\delta = (2\rho/\mu\omega)^{1/2}$ 来表示(式中: ρ 导体材料的电阻率, μ 导体材料的磁导率)。由于高频脉冲电流流过螺旋管,会在慢波结构和密封金属壁上产生一个涡流电流,此电流将抵消部分螺旋管上产生的磁场,等效为实际的有效电流值减小。对于厚度为 h_i 的导体,趋肤深度为 δ_i ,涡流损耗引起的衰减因子^[4]为

$$K_i = \exp(-h_i/\delta_i) \quad (4)$$

式中: $i=1,2$ 分别对应为慢波结构和密封金属壁; $K_{\Sigma} = K_1 K_2$ 。由式(1)可得

$$I_{\max} = \frac{V}{\sqrt{L/C}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\sqrt{1-\gamma^2}} \arcsin \sqrt{1-\gamma^2}\right) \quad (5)$$

式中: $\gamma = R/(2\sqrt{L/C})$,将式(4)代入式(3)中,运用式(2)和式(5)进行变换可得 C 满足

$$\exp\left[-\sqrt{\mu\omega}\left(\frac{h_1}{\sqrt{2\rho_1}} + \frac{h_2}{\sqrt{2\rho_2}}\right) - \frac{\gamma}{\sqrt{1-\gamma^2}} \arcsin \sqrt{1-\gamma^2}\right] \frac{V}{\sqrt{L/C}} \geq I_{DC} \quad (6)$$

令: $F(C) = \exp\left[-\sqrt{\mu\omega}\left(\frac{h_1}{\sqrt{2\rho_1}} + \frac{h_2}{\sqrt{2\rho_2}}\right) - \frac{\gamma}{\sqrt{1-\gamma^2}} \arcsin \sqrt{1-\gamma^2}\right] \frac{V}{\sqrt{L/C}}$ 。

为确定 $F(C)$ 和 C 的关系,可以通过对变量 ($R, L, \rho_1, \rho_2, \mu, h_1, h_2$) 赋一实际合理的数值 ($R = 0.2 \Omega, L = 0.5 \text{ mH}, \rho_1 = 1.72 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}, \rho_2 = 72.5 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}, \mu = 4 \times 10^{-7} \text{ H/m}, h_1 = 1 \text{ mm}, h_2 = 2 \text{ mm}$) 来确定,得到 $F(C)$ 和 C 的关系如图 2 所示,由图可看出 $F(C)$ 随 C 的增大而增大。

对于原则(2),回路的品质因数 $Q = (L/C)^{1/2}/R$,品质因数越高,回路的能量利用效率越高,欧姆损耗越小。电容 C 越小,品质因数就越高,故此时要求电容越小越好。综合原则(1)和(2)可得最佳 C 值应满足

$$\exp\left[-\sqrt{\mu\omega}\left(\frac{h_1}{\sqrt{2\rho_1}} + \frac{h_2}{\sqrt{2\rho_2}}\right) - \frac{\gamma}{\sqrt{1-\gamma^2}} \arcsin \sqrt{1-\gamma^2}\right] \frac{V}{\sqrt{L/C}} = I_{DC} \quad (7)$$

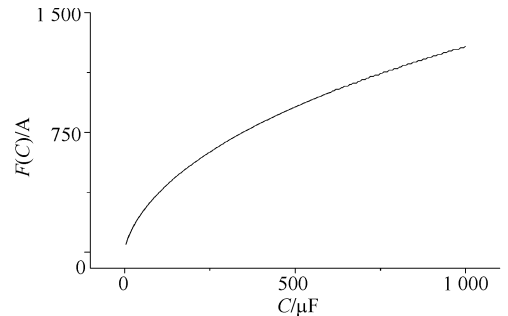


Fig. 2 $F(C)$ vs C
图 2 $F(C)$ 与 C 的关系

此时可得

$$V = I_{DC} \sqrt{L/C} \exp\left[\sqrt{\mu\omega} \left(\frac{h_1}{\sqrt{2\rho_1}} + \frac{h_2}{\sqrt{2\rho_2}}\right) + \frac{\gamma}{\sqrt{1-\gamma^2}} \arcsin \sqrt{1-\gamma^2}\right] \quad (8)$$

电容器储能 $W(C) = 1/2CV^2$, 由式(8)可得

$$W(C) = \frac{1}{2}LI_{DC}^2 \exp\left[2\sqrt{\mu\omega} \left(\frac{h_1}{\sqrt{2\rho_1}} + \frac{h_2}{\sqrt{2\rho_2}}\right) + 2\frac{\gamma}{\sqrt{1-\gamma^2}} \arcsin \sqrt{1-\gamma^2}\right] \quad (9)$$

在电容器储能 $W(C)$ 要小的约束条件下, 即求 $dW(C)/dC=0$ 时的 C 值。故综合上述 3 个原则, C 的值由 $W(C)$ 取极小值时的 C 确定。在确定 C 后, V 的值由式(8)确定。

3 设计实例

对于某 Ka 波段 BWO, 其螺线管的数值仿真模型如图 3 所示, 它采用轴对称结构, 仿真结果表明在获得最大微波功率输出时要求轴向最大导引磁场 $B_{max} = 2.2$ T, 对应需在螺线管中提供直流电流 $I_{DC} = 600$ A。

根据图 3 所示螺线管数值仿真物理参数, 由公式^[5] 计算可得螺线管总的电阻: $R = 0.24 \Omega$, 总的电感 $L = 482 \mu\text{H}$ 。实际绕制的螺线管定标结果为 $R = 0.22 \Omega$, $L = 468 \mu\text{H}$ 。

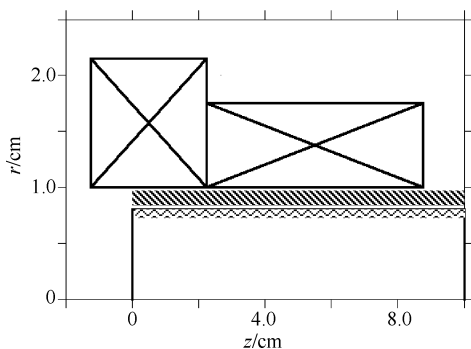


Fig. 3 Simulation model
图 3 仿真模型

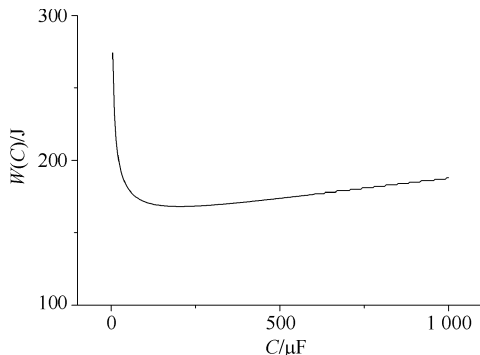


Fig. 4 Capacitor-stored energy vs capacitance
图 4 电容储能与电容的关系

对于 Ka 波段 BWO, 由于其产生和传输的微波频率较高 ($f \approx 70$ GHz), 故须考虑微波的传输损耗。材料的电阻率越小, 微波在慢波结构上的穿透深度 δ_3 就越小, 微波传输损耗就越小, 但此时的涡流损耗就会越大, 为了保证微波的传输效率, 就要忽略涡流损耗的影响, 故慢波结构选取电阻率较小的铜 ($\rho_1 = 1.72 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$, 对应图 3 中的波浪线部分), 其厚度为 $h_1 = 0.05$ mm; 对于密封金属外壳, 要求材料的硬度高, 不易形变, 故选择钢材料 ($\rho_2 = 72.5 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$, 对应图 3 中的阴影部分), 其厚度为 $h_2 = 0.1$ mm。将上述参数代入式(9), 可得 $W(C)$ 与 C 的关系如图 4 所示。

由图 4 可知: $W(C)$ 取极小值时, $C \approx 200 \mu\text{F}$, 可得充电电压 $V = 1\ 300$ V, 即为优化选取的结果。此时电容器储能 $W(C) = 169$ J, 回路峰值电流 $I_{max} = 750$ A, 有效因子 $K_{\Sigma} = 0.8$ 。在 $t \approx 0.48$ ms 时, 回路出现峰值电流, 由于磁场和电流存在线性关系, 此时螺线管产生最大磁场 $B_{max} = 2.2$ T, 它们的关系表达式可等效为: $B(t) = 3.675 \times 10^{-4} i(t) K_{\Sigma} (T)$, 其中 3.675×10^{-4} 为等效因子, 由螺线管的几何参数决定。

储能电容放电后, 利用初级能源为其充电, 初级能源主要由半桥串联谐振恒流充电电路和智能控制系统构成, 如图 5 所示。其基本工作原理为: 三相市电经三相桥式整流电路整流后成 540 V 直流电, 然后经半桥逆变电路逆变成高频交流电, 经高频变压器升压后再经整流二极管整流成直流电给储能电容充电。充电到预定的电压后等待放电晶闸管触发脉冲到来给螺线管放电, 放电结束后对电容器上剩余的能量进行能量回收, 并由充电电路补充放电损失的能量后等待下一次放电, 实现重复频率工作^[6,8]。由于能量回收, 储能电容每次只损失部分能量, 故对其充电只是第一次时间较长, 随后只是补充其上损失的能量, 就减小了充电时间。

放电回路杂散电阻 ($R' = 0.08 \Omega$) 会消耗部分功率, 故须提高充电电压到 $U = 1\ 350$ V。回路工作一个周期储能电容 C 上电压仿真波形和螺线管上电流仿真波形分别如图 6 和图 7 所示。

由图 6 可知, 电容器放电时间 $t_1 \approx 1$ ms, 电容器在放电半个周期后, 会被反向充电到 $U_2 \approx -850$ V, 利用限流电感 L_4 和整流二极管 VD_3, VD_4 实现能量回收, 能量回收时间 $t_2 \approx 2$ ms, 半桥电路给储能电容 C 补充能量是从 850 V 开始到 1 350 V 结束, 能量补充时间为 $t_3 \approx 27$ ms, 则回路稳定工作一个周期的总时间为 $t_A = t_1 +$

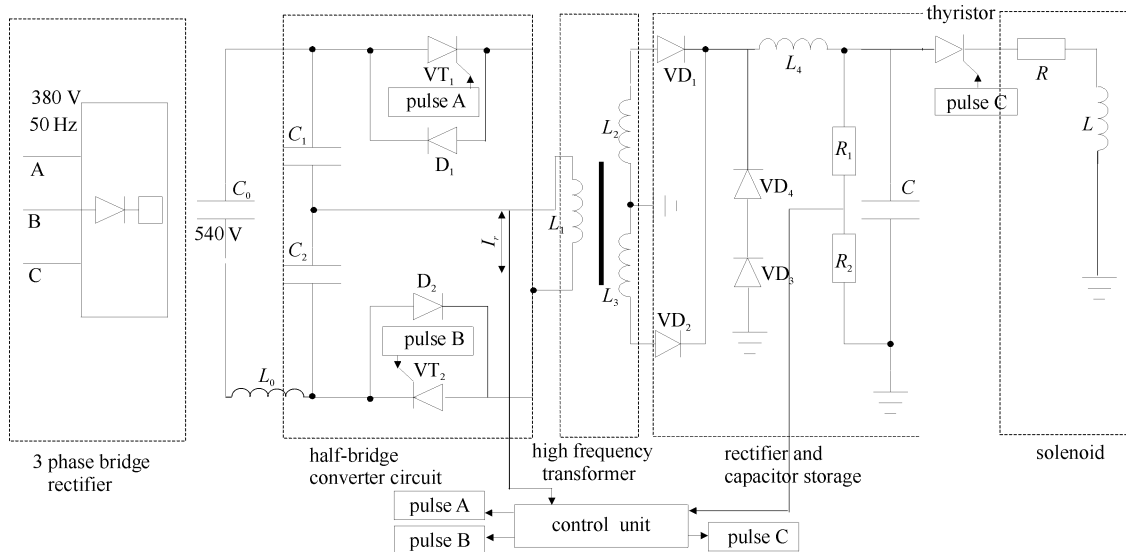


Fig. 5 Circuit diagram of primary energy source

图 5 初级能源电路图

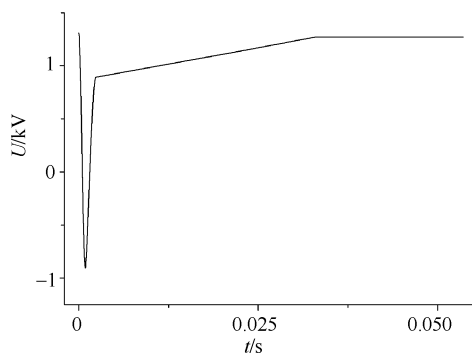


Fig. 6 Voltage waveform of one-period simulation

图 6 回路稳定工作一个周期电压仿真图

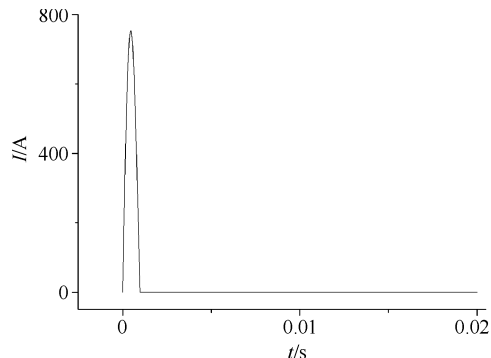


Fig. 7 Current waveform of one-period simulation

图 7 回路稳定工作一个周期电流仿真图

$t_2 + t_3 = 30$ ms, 不考虑到螺线管的散热, 完全可以实现 $0 \sim 20$ Hz 的重复频率工作。为验证上述设计合理性, 对系统进行了实验研究。图 8 为单次工作电压、电流实验输出波形; 图 9 为重复频率 10 Hz 下电压、电流实验输出波形。实验输出结果与仿真结果一致, 达到理论设计的要求, 证明了该磁场设计的合理性。

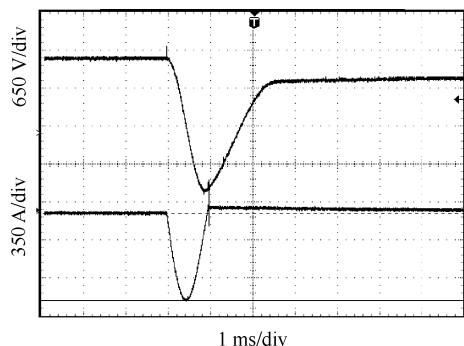


Fig. 8 Voltage and current waveforms at single shot

图 8 单次工作电压和电流波形

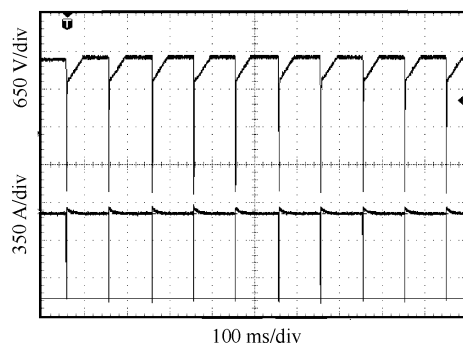


Fig. 9 Voltage and current waveforms at repetitive frequency of 10 Hz

图 9 10 Hz 重复频率下电压和电流波形

4 结 论

本文给出了重复频率脉冲磁场的设计方法, 分析了涡流损耗的影响, 确定了储能电容 C 和充电电压 V 的优化选取方法。举例设计了一个能为亚稳态 Ka 波段 BWO 提供重复频率脉冲磁场的系统, 该系统有一个螺线管和一个为其充电的初级能源组成, 对其进行了理论的计算和电路的仿真, 得出了回路稳定工作一个周期的总时间为 30 ms, 不考虑到螺线管的散热, 可以实现 $0 \sim 20$ Hz 的重复频率工作。最后对其进行了实验研究, 考虑

到螺线管的散热时间,在重复频率 10 Hz 条件下运行稳定可靠。

参考文献:

- [1] 张军,钟辉煌,杨汉武. 高功率微波脉冲功率驱动源研究进展[J]. 高电压技术, 2004, **30**(6): 45-48. (Zhang Jun, Zhong Huihuang, Yang Hanwu. The research evolution of high-power microwave driving resources. *High Voltage Engineering*, 2004, **30**(6):45-48)
- [2] Grishin D M, Cubanov V P, Gunin A V. A power supply for one-second source of highly-stable magnetic field[C]//IEEE Pulsed Power Plasma Sci Conf. 2001:1638-1641.
- [3] 刘锡三. 高功率脉冲技术[M]. 北京:国防工业出版社, 2005. (Liu Xisan. High pulsed power technology. Beijing:National Defense Industry Press, 2005)
- [4] 郭硕鸿. 电动力学[M]. 北京:高等教育出版社, 1997. (Guo Shuohong. Electrodynamics. Beijing: Higher Education Press, 1997)
- [5] 微波电子管磁路设计手册[K]. 北京:国防工业出版社, 1984. (The magnetic circuit design handbook of microware tube. Beijing: National Defense Industry Press, 1984)
- [6] 尚雷,王相綦,裴元吉,等. 新型软开关高压脉冲电容恒流充电技术分析[J]. 强激光与粒子束, 2001, **13**(2):241-244. (Shang Lei, Wang Xiangqi, Pei Yuanji, et al. Study of new type, soft-switching capacitor charging techniques. *High Power Laser and Particle Beams*, 2001, **13**(2):241-244)
- [7] 苏建仓,王利民,丁永忠,等. 串联谐振充电电源分析及设计[J]. 强激光与粒子束, 2004, **16**(12):1611-1614. (Su Jiancang, Wang Limin, Ding Yongzhong, et al. Analysis and design of series resonant charging power supply. *High Power Laser and Particle Beams*, 2004, **16**(12):1611-1614)
- [8] 张自成,张建德,杨汉武,等. 脉冲功率加速器重复频率运行的稳压理论分析[J]. 强激光与粒子束, 2008, **20**(9):1580-1584. (Zhang Zicheng, Zhang Jiande, Yang Hanwu, et al. Stability theory in repetitive mode for a compact accelerator. *High Power Laser and Particle Beams*, 2008, **20**(9):1580-1584)

Design of repetitive pulsing and guiding magnetic field

Yu Xiaohui, Yang Hanwu, Zhang Zicheng, Wang Wei

(College of Optoelectronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: A repetitive pulsed magnetic field serving as the guiding magnetic field for the repetitive high-power microwave source has been proposed, which makes the source compact with low loss and small heat. The design started from the expression of the current producing the pulsed magnetic field, and was based on the following principles: low eddy current loss, small capacitive energy storage and large quality factor. The optimization method of the storage capacitor and charging voltage of the field producing system was presented. Applying this method to the design of a Ka-band back-wave oscillator(BWO), the circuit parameters were determined, corresponding simulation and experiment were conducted, and the measured results accorded with the calculated requirements. The BWO worked steadily at a rep-rate of 10 Hz, validating the rationality of the design.

Key words: repetitive frequency; pulsed magnetic fields; guiding magnetic; eddy current loss; optimization