

文章编号: 1001-4322(2010)04-0748-05

重复频率脉冲磁场初级能源*

余小辉, 杨汉武, 杨 实, 李 达

(国防科学技术大学 光电科学与工程学院, 长沙 410073)

摘 要: 为产生重复频率脉冲磁场的螺线管, 研制了一种新型的初级能源, 它采用半桥串联谐振恒流充电拓扑结构, 可在 $0 \sim 2.5$ kV 范围内实现输出可调, 最大平均充电功率达 4.7 kW。该电路最大特色在于无需使用外加谐振元件, 只利用变压器的漏感和半桥桥臂电容组成谐振元件。简要分析了电路的工作过程, 给出了电路参数设计方法和设计实例, 并进行电路仿真和初步实验研究, 结果表明, 该设计基本达到要求。最后, 进行了带螺线管负载的实验研究, 实验证明该能源在重复频率 10 Hz 条件下运行稳定可靠。

关键词: 重复频率; 脉冲磁场; 串联谐振; 恒流充电

中图分类号: TL503 **文献标志码:** A **doi:**10.3788/HPLPB20102204.0748

高功率微波(HPM)技术日益朝着高功率、高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 HPM 源要求提供外加磁场以实现对电子束的导引^[1]。对重复频率 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器组对励磁线圈放电, 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)^[2]; 三是采用储能较小电容器对励磁线圈放电产生脉冲磁场。其中第三种方式当储能电容 C 、螺线管电阻 R 和电感 L 满足 $R < 2(L/C)^{1/2}$, 电路工作在不足阻尼情况且脉冲电流振荡到极大值时, 螺线管轴向出现最大磁场, 此时控制电子束穿过微波管。电容器放电后, 利用重复频率间隙, 用初级能源电源为其充电。这种方式功耗和重复频率成正比, 故重复频率较低的场合发热量小, 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, 适用于重复频率相对较低(10~20 Hz)HPM 源^[3-5]。本文首先给出了初级能源电路工作原理, 然后给出了电路参数设计方法, 并根据设计目标确定本初级能源的电路参数, 对搭建的实验装置进行了实验研究。最后将该初级能源运用于具体的螺线管负载, 进行实验研究, 在 10 Hz 重复频率条件下运行稳定可靠。

1 电路的工作原理

图 1 为重复频率脉冲磁场初级能源的电路原理图, 整个电路部分为功率电路和智能控制电路。功率电路部分采用半桥串联谐振型拓扑结构, 由桥臂电容 C_1, C_2 , 逆变开关管 VT1, VT2, 续流二极管 D_1, D_2 , 中间抽头变压器 T, 整流二极管 VD1, VD2, 能量回收二极管 VD3, VD4, 储能电容 C 和限流电感 L_4 等组成。主电路将来自电网的三相市电进行整流滤波后得到约 540 V 的直流电压, 加到逆变器上实现 DC/AC 转换, 后由谐振元件谐振后, 由高频变压器经过 $1:n$ 的变比升压至要求的高压, 再经 AC/DC 变换电路输出脉动直流给储能电容充电。储能电容在充电到指定电压后, 放电时刻到来时控制系统输出触发脉冲控制放电晶闸管导通, 储能电容对螺线管脉冲放电, 电流谐振过零时放电晶闸管关断, 利用限流电感 L_4 和整流二极管 VD3, VD4 将储能电容上的能量回收, 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]。检测控制电路采用微处理器 AT89C52 芯片作为核心芯片完成对晶闸管驱动、充电电压控制、故障判断等功能。电路的谐振频率 f_r 与开关管的工作频率 f_s 关系为 $f_s = f_r/2$, 开关管 VT1, VT2 是零电流开通, 不存在开通损耗, 电流谐振过零时关断, 不存在关断损耗, 有利于能量传输效率的提高, 同时降低了传导和辐射噪声电平^[8-12]。

2 工作过程分析

对充电过程进行定性的分析, 两个桥臂电路交替地工作, 每个桥臂电路存在两个不同的工作模式。记上半桥臂电路的两个模式分别为模式 1 和模式 2; 下半桥臂电路分析方法与其完全一致。

* 收稿日期: 2009-09-20; 修订日期: 2009-12-20

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。

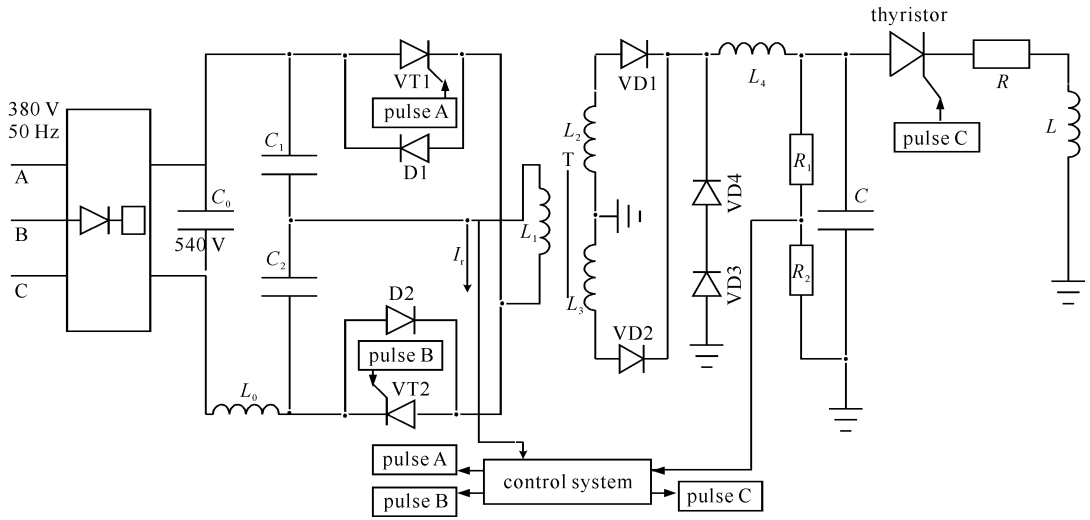


Fig. 1 Circuit diagram of primary energy source

图 1 电路原理图

2.1 模式 1 工作过程

当触发脉冲 A 到来时,VT1 导通,VT2 关断,将桥臂电容等效为一个电源 V_g 和一个初始电压为 0 的电容 C_z ,其等效电路如图 2 所示。 $V_1(t)$ 表示桥臂电容两端的电压, $V_1(t_0)$ 表示桥臂电容在本模式起始时刻的初值,等效为一个电压源; $V_2(t)$ 表示等效负载电容上的电压, $V_2(t_0)$ 表示等效负载电容在本模式起始时刻已经充上的电压,也等效为一个电压源。

根据拉普拉斯变换可以解出回路谐振电流表达式为

$$I_r(t) = \frac{V_g - V_1(t_0) - V_2(t_0)}{Z_0} \sin[\omega_0(t - t_0)] \quad (1)$$

式中: $0 < t - t_0 < \pi/\omega_0$,谐振频率 $\omega_0 = \sqrt{1/L_r C_r}$;回路阻抗 $Z_0 = \sqrt{L_r/C_r}$,谐振电容 $C_r = C_L C_z / (C_L + C_z) \approx C_z$,等效负载电容 $C_L = n^2 C$, L_r 为谐振电感。

等效桥臂电容 C_z 上电压 $V_1(t)$ 、等效负载上的电压 $V_2(t)$ 可由下式给出

$$V_1(t) = V_1(t_0) + \frac{1}{\omega_0 C_z} \left[\frac{V_g - V_1(t_0) - V_2(t_0)}{Z_0} \{1 - \cos[\omega_0(t - t_0)]\} \right] \quad (2)$$

$$V_2(t) = V_2(t_0) + \frac{1}{\omega_0 C_L} \left[\frac{V_g - V_1(t_0) - V_2(t_0)}{Z_0} \{1 - \cos[\omega_0(t - t_0)]\} \right] \quad (3)$$

用数字 0 表示模式 1 的起点,数字 1 表示模式 1 的终点,则有

$$V_1(1) = V_1(0) + 2K \sum V \quad (4)$$

$$V_2(1) = V_2(0) + 2K' \sum V \quad (5)$$

记 $\sum V$ 为回路电压之和,则

$$\sum V = V_g - V_1(0) - V_2(0) \quad (6)$$

式中: $K = C_r/C_z = C_L/(C_L + C_z)$; $K' = C_r/(C_L + C_z)$ 。

2.2 模式 2 工作过程

当电流 I_r 谐振过零时,开关管 VT1 关断, C_1 被反向充电到最大值。将通过续流二极管 D1 反向放电给电源,电路进入模式 2 阶段,其等效电路如图 3 所示。

参照模式 1 的分析方法,用数字 1 表示模式 2 的起点时刻,数字 2 表示模式 2 的终点时刻,同理有

$$V_1(2) = V_1(1) - 2K \sum V \quad (7)$$

$$V_2(2) = V_2(1) + 2K' \sum V \quad (8)$$

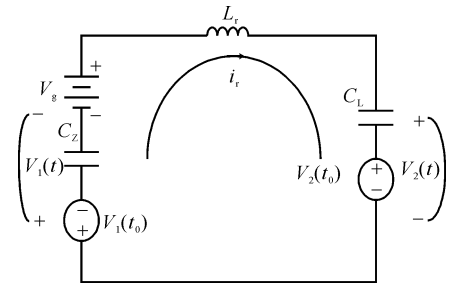


Fig. 2 Equivalent circuit of mode 1

图 2 模式 1 等效电路图

$$\sum V = -V_g + V_1(1) - V_2(1) \quad (9)$$

式(4)~(9)为半桥串联谐振充电电压的递推公式,由递推公式可得在桥臂电路的一个周期中,等效负载电容电压的增量为 $\Delta U_1 = 4K'V_g^{[13]}$,当回路电流 I_r 再次谐振过零时,续流二极管 D1 反向关断。

当触发脉冲 B 到来时,开关管 VT2 开通,下半桥臂电路开始工作,过程与上半桥臂电路完全相同。整个回路一个周期电压的增量 $\Delta U = 8K'V_g$,故这种充电方式被称为“等台阶充电”。回路谐振电流可近似为

$$I_{\text{avg}} = C_L \frac{dU}{dt} = C_L \frac{4K'V_g}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} = \frac{2V_g}{\pi Z_0} \quad (10)$$

总的充电时间

$$t = \frac{C_L V_g}{n I_{\text{avg}}} = \frac{C_L V_g}{2V_g / \pi Z_0} = \frac{\pi n^2 C Z_0}{2} \quad (11)$$

平均输出功率

$$P_{\text{avg}} = \frac{CU^2}{2t} = \frac{Cn^2 V_g^2}{\pi n^2 C Z_0} = \frac{V_g^2}{\pi Z_0} \quad (12)$$

3 参数的选取与实验研究

初级能源重复频率工作时,在储能电容对螺线管脉冲放电时,储能电容常常被反向充很高的电压,对其实现能量回收,其上只损失少部分能量。当最大输出电压为 U_{out} ,每次放电储能电容上电压降低 ΔU ,变压器的变比为 n ,电路重复工作频率为 f_L ,能量补充时间为 T_L ,最大储能电容为 C ,则谐振电容 C_r 和电感 L_r 可由如下方法求得。

由 $I = CdU/dt$ 可知,对储能电容充电的电流平均值为

$$I_0 = \frac{I_{\text{avg}}}{n} = C \frac{\Delta U}{T_L} \quad (13)$$

将式(13)代入式(10)可得

$$C_r = \frac{nC\Delta U}{4V_g f_r T_L}, \quad L_r = \frac{V_g T_L}{m\pi^2 C \Delta U f_r} \quad (14)$$

由式(14)可知,在其它参数确定的情况下,对于 C_r, L_r 和 f_r ,知道其中的一个,可以确定剩余的两个。在 L_r 确定的情况下, C_r 由下式确定

$$C_r = \frac{n^2 \pi^2 C^2 (\Delta U)^2 L_r}{4V_g^2 T_L^2} \quad (15)$$

本文设计初级能源无需单独使用谐振元件,而是充分利用了变压器的漏感和桥臂电容组成谐振元件,避免了它们对回路造成的影响,实现了电路的简化。对绕好的变压器进行测量,测得其初级漏感 $L'_1 \approx 81.7 \mu\text{H}$,而次级的限流电感选为 $L_4 = 1.52 \text{ mH}$,故电路的等效谐振电感 $L_r = L'_1 + L_4/n^2 \approx 97 \mu\text{H}$ 。设计时的目标要求实现 $0 \sim 2.5 \text{ kV}$ 输出,变比可选为 $n = 10$ 。最大放电重复频率 $f_L = 20 \text{ Hz}$,考虑到放电时间和能量回收时间,最大能量补充时间 $T_L = 40 \text{ ms}$ 。通过调研和模拟,一次放电电容上压降不超过 700 V ,可确定 $\Delta U = 700 \text{ V}$ 。供电电源采用三相市电,故半桥桥臂电压 $V_g = 270 \text{ V}$ 。取储能电容 $C = 200 \mu\text{F}$ 。由将上述参数代入式(15)中可确定 $C_r = C_1 = C_2 = 4 \mu\text{F}$,电路的谐振频率 $f_r \approx 8 \text{ kHz}$,设计选择开关管工作频率 $f_s \approx 4 \text{ kHz}$ 。开关器件选择了功率容量略大性能稳定高频响应能力好的晶闸管 KG500-38KT34cT。为验证上述设计的合理性,对初级能源电路进行了仿真和实验研究,得到仿真电压的输出波形如图 4 所示(取 $C = 200 \mu\text{F}$),实验电压输出波形如图 5 所示(取 $C \approx 40 \mu\text{F}$),实验时设置充电电压为 $U'_{\text{out}} = 2.5 \text{ kV}$ 。

由图 4 和图 5 可知,仿真和实验结果基本一致,充电速度快,效率高,由充电曲线斜率可知其过程为恒流充电过程。根据确定的参数,由式(11)可知,在储能电容 $C = 40 \mu\text{F}$ 时,充电到 $U_{\text{out}} = 2.7 \text{ kV}$ 时充电时间为 $t_0 = 25.2 \text{ ms}$,则可计算得充电到 2.5 kV 理论上须耗时 $t_c = 24 \text{ ms}$ 。由图 5 可知,实际上充电到 2.5 kV 耗时, $t'_c \approx$

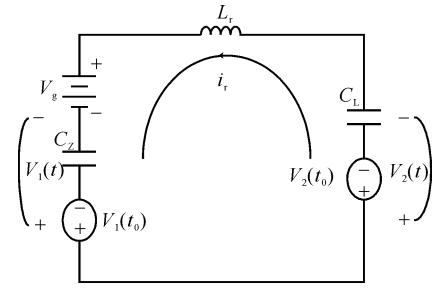


Fig. 3 Equivalent circuit of mode 2

图 3 模式 2 等效电路图

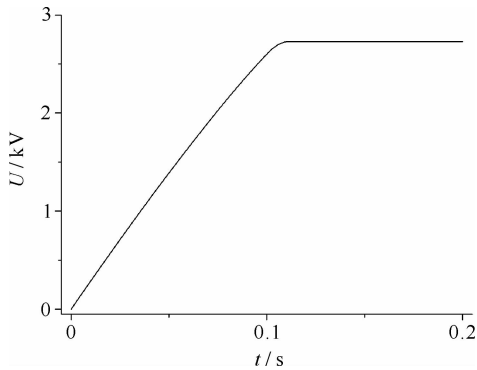


Fig. 4 Simulation waveform of the charging voltage

图4 仿真时充电电压波形

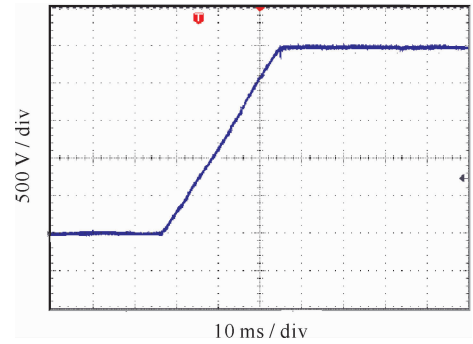


Fig. 5 Experimentation waveform of the charging voltage

图5 实验时充电电压波形

27 ms, 实际充电时间比理论充电时间多 $\Delta t_c = 3$ ms, 这主要是由于谐振回路的欧姆损耗引起的。在谐振回路中变压器的变比较大, 其初级线圈的自身电阻不能忽略, 同时谐振电流较大, 故谐振回路的欧姆损耗较大, 它直接导致充电速度的减小和充电功率的降低。可得实际平均输出功率

$$P'_{\text{avg}} = (CU'_{\text{out}})^2 / 2t'_c = 4.7 \text{ kW}$$

实验结果表明, 该初级能源基本达到设计的要求, 在螺线管低重复频率放电时, 充电功率的稍微降低并不影响其重复频率工作。

4 应用实例

利用该初级能源为某 Ka 波段返波振荡器的螺线管重复频率脉冲放电, 定标得螺线管电阻 $R = 0.22 \Omega$, 电感 $L = 468 \mu\text{H}$, 放电回路的杂散电阻 $R' \approx 0.08 \Omega$ 。在储能电容 $C \approx 200 \mu\text{F}$ 时, 通过计算取充电电压 $U = 1350 \text{ V}$ ^[14]。通过计算可得回路稳定工作一个周期的总时间 $t_A = 30 \text{ ms}$ 。不考虑螺线管的散热, 可以实现 $0 \sim 20 \text{ Hz}$ 的重复频率工作^[15]。图 6 为重复频率 10 Hz 下电压、电流实验输出波形。实际工作中为了让初级能源在重复频率条件下能持续稳定运行, 初级能源中的滤波电感 L_0 采用大电感, 大电感在滤波的同时, 由于存在感抗也起到了限流的作用, 导致了充电速度的减小和充电功率的降低, 但这并不影响其低重复频率工作。由于螺线管产生的磁场和流过它的电流成正比, 故磁场随时间的变化波形与图 6 电流波形基本一致。

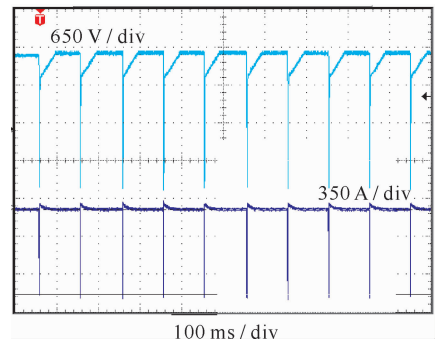


Fig. 6 Experimental waveforms of voltage and current at 10 Hz

图6 重复频率 10 Hz 下电压、电流实验波形

5 结论

本文结合串联谐振恒流充电技术为重复频率高功率微波源的螺线管设计出了一种新型的初级能源, 该初级能源能够对螺线管实现重复频率脉冲放电来产生重复频率脉冲磁场引导电子束。通过电路实验表明, 该初级能源可以实现 $0 \sim 2.5 \text{ kV}$ 可调输出。最后结合 Ka 波段返波振荡器的螺线管负载, 进行了实验研究, 在 10 Hz 重复频率下能稳定运行, 从而验证了设计的合理性。

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]//Proc of IEEE Pulsed Power Plasma Science Conference. 2001:1638-1641.
- [3] Shpak V G, Shunailov S A, Ulmaskulov M R, et al. A 70-GHz high-power repetitive backward wave oscillator with a permanent magnet based electron-optical system[C]//Proc of 11th Int Conference on High Power Particle Beams. 1996:473-476.
- [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[M]. 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] 邵建设, 严萍. 高压电容器充电电源谐振变换器的定频控制[J]. 高电压技术, 2006, **32**(11):107-110. (Shao Jianshe, Yan Ping. Constant switching frequency control of resonant converter of high voltage capacitor charging power supply. *High Voltage Engineering*, 2006, **32**(11):107-110)
- [7] 杨小卫, 严萍, 孙鹤鸿, 等. 35 kV/0.7 A 高压变频恒流充电电源[J]. 高电压技术, 2006, **32**(5):54-56. (Yang Xiaowei, Yan Ping, Sun Yaohong, et al. 35 kV/0.7 A high voltage variable frequency constant current capacitor charging power supply. *High Voltage Engineering*, 2006, **32**(5):54-56)
- [8] 丁卫东, 王霞, 邱毓昌, 等. 电容器恒流充电电源的通用谐振电路模型[J]. 高电压技术, 2002, **28**(2):21-23. (Ding Weidong, Wang Xia, Qiu Yuchang, et al. The unified resonant circuit model of capacitor-charging constant-current power supply. *High Voltage Engineering*, 2002, **28**(2):21-23)
- [9] Lopincott A C, Nelms R M, Garbi M, et al. A series resonant converter with constant on-time control for capacitor charging application [C]//Proc of Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1990:147-154.
- [10] Bees G L, Tydeman A. Capacitor charging power supply design for high pulse repeatability applications[C]//Proc of 12th IEEE Pulsed Power Conference. 1999:397-398.
- [11] 尚雷, 王相纂, 裴元吉, 等. 新型软开关高压脉冲充电恒流充电分析[J]. 强激光与粒子束, 2001, **13**(2):241-244. (Shang Lei, Wang Xiangzui, Pei Yuanji, et al. Study of new soft-switching, high-voltage pulse and constant-current capacitor charging. *High Power Laser and Particle Beams*, 2001, **13**(2):241-244)
- [12] Bees G L, Tydeman A. Capacitor charging power supply design for high pulse repeatability applications[C]//Proc of 12th IEEE Pulsed Power Conference. 1999:397-398.
- [13] 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)
- [14] 刘锡三. 高功率脉冲功率技术[M]. 北京:国防工业出版社, 2005. (Liu Xishan. High pulsed power technology. Beijing: National Defense Industry Press, 2005)
- [15] 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)

Primary energy source for repetitive pulsing magnetic field

Yu Xiaohui, Yang Hanwu, Yang Shi, Li Da

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

Abstract: A repetitive pulsed magnetic fields 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. A primary energy source for solenoid which can output rep-rate pulsing magnetic field is developed. It adopts half-bridge topology with series resonant constant-current charging technology and the output is adjustable, from 0 to 2.5 kW. The average power can reach 5 kW at most. Without adding other resonant components, the circuit makes full use of the transformer leakage inductance and bridge-arm capacitance so as to reduce the influences of the transformer parameter. The operating process of the circuit is analyzed briefly. The parameters of the power supply are calculated and a designed example is presented. The emulation and experiments are given and experimental results are in accordance with the calculation request. The primary energy source is experimentally investigated across a solenoid and it can work steady at 10 Hz rep-mode.

Key words: repetitive frequency; pulsing magnetic fields; series resonant; constant-current charging