

一种 LCC 逆变充电混合储能脉冲功率电源

王晓明, 赵宪宁

(哈尔滨工业大学电气工程系, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 为了获取万伏以上的高压窄脉冲输出,设计了一种采用高压脉冲变压器混合储能脉冲功率电源,同时为了提高电源的重复频率,设计了 LCC 逆变充电器。省去中间的高频变压器,电源采用逆变输出直接整流对初级储能电容充电的拓扑结构,文中首先通过充电电容等效为电压源的方法分析逆变器的工作原理,并给出参数选取原则和计算方法。接着分析了电容充电及向脉冲变压器电感放电的过程,说明了在放电电流最大时断路可在负载侧获取高压窄脉冲。电源实验表明,按所选取的参数,电源可实现前沿 $1.0 \mu\text{s}$ 幅值 30 kV 脉宽 $1.5 \mu\text{s}$ (90%幅值) 的高压脉冲输出,重复工作频率可达 2.5 kHz 以上,也可实现前沿 8 ns 幅值 4800 A 的脉冲电流输出,充电器实现了对初级电容的快速充电。该电源结构较简单、成本较低,容易做成紧凑一体化的结构,可作为废气处理电源或其他需要数万伏高压窄脉冲工作的场合。

关键词: 功率脉冲电源; LCC 谐振; 重复频率; Pspice 仿真

中图分类号: TM832

文献标志码: A

文章编号: 1001-1609(2009)05-0048-06

LCC Converter Charging Pulsed Power Supply with Hybrid Energy Storage

WANG Xiao-ming, ZHAO Xian-ning

(Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: In order to obtain a high-voltage narrow pulse output of more than 10 kV , a high repetition rate pulsed power supply with hybrid energy storage is designed using high-voltage pulse transformer and LCC inverter charger. Without the high-frequency transformer, the primary capacitor is charged directly by rectifying output of the LCC inverter. The working principle of the inverter is analyzed in the way of charging capacitor being equivalent to voltage source. The selection principles of parameters and their calculation methods are given. The analysis of the processes of capacitor charging and discharging to the pulse transformer indicates that high-voltage narrow pulse can be obtained on the load by switching off the maximum discharging current. The experimental results show that the power source can achieve the pulse voltage output with $1.0 \mu\text{s}$ rising time, 30 kV amplitude and $1.5 \mu\text{s}$ pulse width (90% amplitude), and repetition rate can reach more than 2.5 kHz . Also, the power source can achieve the pulse current output with 8 ns rising time and 4800 A amplitude. Thus the middle storage capacitor can be charged quickly by the charger. The power source has low cost, simple and compactly integrated structure. It can be used for waste gas processing, and it can also be used in the situation requiring tens of thousands volts high-voltage narrow pulse output.

Key words: pulsed power supply; LCC resonant; repetition rate; Pspice simulation

0 引言

为了获取陡前沿高压窄脉冲输出,人们尝试用 MARX 发生器的方式,电路较复杂,陡化前沿有许多设计和工艺上的困难之处^[1-5]。采用电感断路的方式容易获取高压脉冲输出,但断路开关是其发展的瓶颈^[6-10]。实现电感的快速充电是另一个问题,电感不像电容那样可以小电流充电而降低对充电功率的要求,并且合理设计电容充电电路,快速性可能满足

要求^[11,12]。另一个问题是高效率和小型化,这通常主要由充电电路决定,传统的工频电源变压整流充电方式体积大、可控性差、效率低,寻求解决上述问题的途径成了该领域研究者的关注点^[13-15]。

利用电容作为初级储能单元,通过对它的充电兼顾快速充电和使用较小充电功率,再由电容向电感放电储能,断路开关在脉冲变压器的初级,承受断路电压较低,通过升压在次级得到高压脉冲,这种混合储能的方式受到青睐^[16]。

笔者从获取高重复频率、陡前沿高压窄脉冲的

收稿日期:2009-03-26; 修回日期:2009-07-18

基金项目:哈尔滨工业大学跨学科交叉性研究基金(HIT.MD2002.1)。

作者简介:王晓明(1948),男,博士,教授,博导,主要从事放电等离子体及应用、功率脉冲技术、测控技术方面的研究。

基本电源要求出发,设计了一种 LCC 逆变充电的混合储能脉冲功率电源,进行了 LCC 逆变器的工作原理分析和参数设计,对电容电感能量传递过程和脉冲变压器的工作进行分析,并用 Pspice 对电源电路的各单元工作波形和损耗及输出特性进行了仿真分析。

1 LCC 逆变充电混合储能脉冲功率电源的设计

1.1 电源主电路和工作原理

如图 1 所示,电路由工频整流滤波、LCC 高频逆变、高频整流、电容充电储能、电感充电电路释能、升压输出脉冲等单元构成。电路工作过程:220 V 交流通过整流滤波得到直流通 LCC 串并联谐振逆变得到高频交流,然后高频整流后向储能电容 C 充电,当储能电容电压达到最大值的时候,单片机控制主开关 IGBT 闭合,C 向脉冲变压器的初级电感 L₁ 放电,L₁ 电流达到最大值时,单片机控制主开关 IGBT 断开,L₁ 电流通路被切断,根据磁动势的平衡关系和能量守恒的法则,初级线圈储能绝大部分经变压器次级释放,在负载上得到高压脉冲。

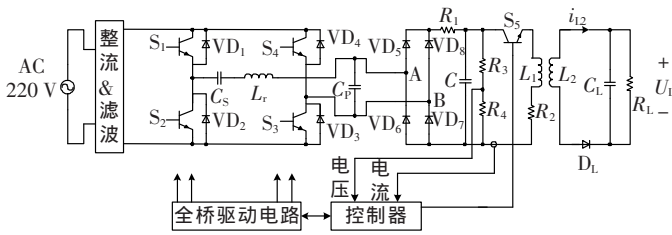


图 1 电源主电路原理图

1.2 电容负载 LCC 谐振逆变器的工作分析和参数设计

对于理想串并联谐振开关电源,一般假设:①所有开关器件和二极管均为理想器件;②变压器分布电容为 0;③n²C_s>>C_s(本设计中 n=1);④开关器件工作在全软开关状态^[17, 18]。

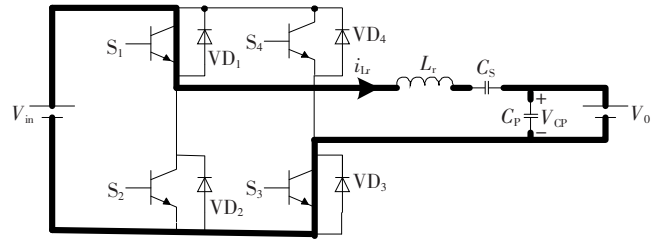
根据开关频率 f_s 与基本谐振频率 f_r 的关系, LCC 谐振变换器有 3 种工作方式^[18]:①f_s<0.5f_r 为电流断续模式(DCM),开关管工作在零电流/零电压关断、零电流开通状态,反并联二极管自然开通、自然关断;②f_s>f_r>0.5f_r 为电流连续模式(CCM),开关管为零电流/零电压关断、硬开通,反并联二极管自然开通但关断时二极管有反向恢复电流,电路开关损耗较大;③f_s>f_r 仍然为电流连续模式(CCM),与②的区别是开关管为零电流/零电压开通、硬关断,电路开关损耗同样较大。谐振频率 f_r 为

$$f_r = 1 / (2\pi\sqrt{L_r C_r}) \tag{1}$$

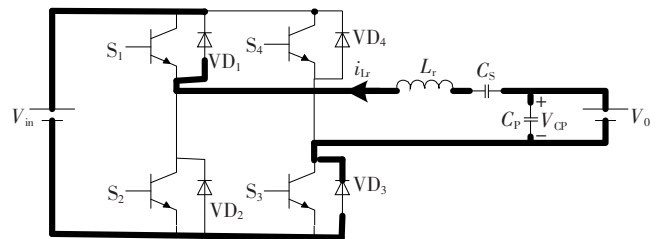
式(1)中,L_r为谐振电感,C_r为谐振电容,视工作状况

不同,由串联电容 C_s 与并联电容 C_p 共同决定。

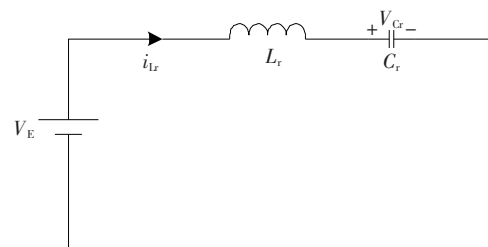
以储能电容 C 为负载,选择开关损耗小的 DCM 工作模式,分析 LCC 谐振变换器等效电路工作状态见图 2。



(a) S₁, S₃ 导通, i_{Lr} > 0



(b) VD₁, VD₃ 导通, i_{Lr} < 0



(c) 不同开关模式的统一等效电路

图 2 LCC 谐振变换器等效电路图

图 2(a)中,i_{Lr} 为正,VD₅ 和 VD₇ 导通,设此 V_{AB}=V₀ 时,图 2(b)中,i_{Lr} 为负,VD₆ 和 VD₈ 导通,由于储能电容比串联谐振电容大很多,此时储能电容两端的电压近似不变,此时 V_{AB}=-V₀。可见两个开关模式的电路结构完全一样,故可统一为图 2(c)所示电路,则对应于(a)的模式,V_E=V_{in}-V₀;对应于(b)的模式,V_E=V_{in}+V₀。

对图 2(c),设在 t₀ 时刻,谐振电感的初始电流为 I_{Lr}(t₀)=I_{Lr0},谐振电容的初始电压为 V_{Cr}(t₀)=V_{Cr0}。如果不计电路的损耗,从 t₀ 时刻开始,谐振电感和谐振电容谐振工作,电路的微分方程为

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + V_{Cr} = V_E \tag{2}$$

$$C_r \frac{dV_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \tag{3}$$

解之可得

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr0} \cos \omega_r(t-t_0) + \frac{V_E - \nu_{C0}}{Z_r} \sin \omega_r(t-t_0) \quad (4)$$

$$\nu_{C_r}(t) = V_E - (V_E - \nu_{C0}) \cos \omega_r(t-t_0) + Z_r I_{Lr0} \sin \omega_r(t-t_0) \quad (5)$$

式(4)、(5)中, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 为谐振角频率, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 为特征阻抗。

零状态分量是指 i_{Lr} 和 ν_{C_r} 的初始值为 0 时方程的解, 即当 $i_{Lr}(t_0)=0, \nu_{C_r}(t_0)=0$ 时

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_E}{Z_r} \sin \omega_r(t-t_0) \quad (6)$$

$$\nu_{C_r}(t) = V_E [1 - \cos \omega_r(t-t_1)] \quad (7)$$

此时谐振电容电压的最大值为 $\nu_{C_{rmax}} = 2V_E$, 谐振电感电流的最大值为 $I_{Lrmax} = V_E/Z_r$, 仅决定于电源电压 V_E 和特征阻抗 Z_r 。

半个工作周期内, 各工作状态分析如下:

(1) 开关模式 1 [t_0, t_1], 参见图 2(a)。在 t_0 时刻前, 谐振电感电流 i_{Lr} 为零, 即 $i_{Lr}(t_0)=0$, t_0 时刻开通开关 S_1 和 S_3 , 由于此时 i_{Lr} 为零, S_1 和 S_3 是零电流开通, i_{Lr} 开始增加, ν_{C_r} 也增加。在 t_1 时刻 ν_{C_r} 增加到 V_0 , 在这段时间内 L_r, C_s, C_p 共同谐振。

(2) 开关模式 2 [t_1, t_2], 参见图 2(a)。这段时间内 ν_{C_r} 被箝位为 V_0, L_r, C_s 参加谐振, t_1 时刻电流 i_{Lr} 开始减小, 在 t_2 时刻, i_{Lr} 减小到零, 即 $i_{Lr}(t_2)=0$, 开关模式 2 结束, 它和开关模式 1 加起来的持续时间为

$$t_{02} = \frac{1}{2} T_r \quad (8)$$

(3) 开关模式 3 [t_2, t_3], 参见图 2(b)。在此开关模式中, i_{Lr} 反方向流动, S_1 和 S_3 的反并联二极管 VD_1 和 VD_3 导通, 将 S_1 和 S_3 两端的电压箝在零位, S_1 和 S_3 可以零电压/零电流关断。经过 $\frac{1}{2} T_r$, 在 t_3 时刻, i_{Lr} 减小到零, 即 $i_{Lr}(t_3)=0, VD_1$ 和 VD_3 自然关断。在这段时间内 ν_{C_r} 从 V_0 开始下降, L_r, C_s, C_p 参加谐振。开关模式 3 结束, 它的持续时间为

$$t_{23} = \frac{1}{2} T_r \quad (9)$$

(4) 开关模式 4 [t_3, t_4], 在此开关模式中, 所有开关管和二极管均关断, i_{Lr} 为零, ν_{C_r} 保持不变。

在 t_4 时刻, 开关管 S_2 和 S_4 零电流开通, 开始另一半开关周期, 重复工作过程开始。电路工作波形见图 3。

上述分析可见, $f_s < \frac{1}{2} f_r$ 时, 谐振电感电流断续工作, 开关管为零电流开通, 零电流/零电压关断; 反并联二极管为自然开通和关断。

参数设计原则: 根据输入电源的电压确定直流母线电压 V_{in} , 根据 V_{in} 选择逆变开关电压定额, 逆变

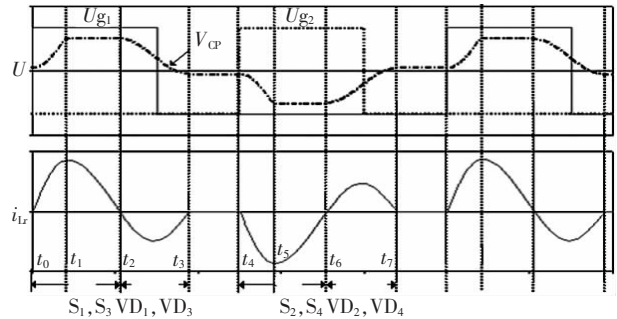


图 3 电流断续工作方式 ($f_s < 0.5f_r$) 的主要波形

开关的工作频率由最佳开关频率 f_s 来确定, 应满足 $f_s < \frac{1}{2} f_r$, 开关的电流定额由工作的平均和峰值电流决定, 这与特征阻抗 Z_r 和最大负载有关。

在单相 220 V 工频供电下 V_{in} 为 310 V, 耐压为 600 V、平均通态电流 50 A、最大工作频率 100 kHz 的 IGBT, 可胜任工作频率 20 kHz, 平均充电功率 3 kW 的逆变器工作, 为了保证开关管零电流/零电压关断、零电流开通, 必须使谐振周期 T_r 在整个充电过程满足 $T_{on} < T_r < 2T_{on}$, 此时要求 $C_s/C_p < 3$, 因为当 $C_s/C_p > 3$ 时, 在充电接近完成阶段 $T_r < T_{on}$, 此时开关管硬关断, 开关损耗显著增加^[19]。

1.3 中间储能电容充放电工作分析及参数计算

充电状态: $t=t_0$, 此状态可以等效为电源 U_s 通过电阻向电容 C 充电, 设电容初始电压 $U_c(0)=0$, 经过 $t_1=3 \sim 5\tau$ 电容上的电压可达稳态值, 其中 $\tau=R_1 C$ 。

参数设计: 按储能要求选取电容为 $C=4.7 \mu F$, 对于限流电阻的选取, 主要依据限流大小, 若取 $R_1=5 \Omega$, 则最大充电电流发生在电容放电结束的充电起始, 计算可得约 60 A, 与前述的逆变开关平均通态电流接近, 需要指出这个电阻损耗功率, 故应在限流允许情况下尽量减小它的取值。

放电状态: $t=t_1, C$ 上的储能达到最大值, 主开关 S_5 闭合, C 放电通过 R_2 给 L_1 充电, 能量向 L_1 转移。

参数设计: 参见图 1, 因为开关 S_5 断开时感应电势 $U_{L1} = -L_1 di_{L1}/dt$, 为获取较高的断路电压, 应减小回路电阻 R_2 以增大断路时的电流 i_{L1} , 电感 L_1 增大固然与增加断路电压有利, 但电感充电时间增长不利快速工作, 同时增加脉冲变压器的制作难度 (特别是升压的情况下)。

1.4 输出脉冲变压器的工作分析

$t=t_2$ 时刻, L_1 中电流最大, 其储能达到最大值, 这时断开 S_5 , 储能由脉冲变压器次级向负载释放, 二极管 D_L 阻断了充电过程中脉冲变压器次级的电流通路, 抑制了负载的预脉冲和 S_5 断路时负载脉冲电流 i_{L2} 的正向分量。若负载为纯阻性 R_L , 根据固态断

路开关的关断特性曲线和脉冲变压器耦合电路模型,得到负载 R_L 上的电压、电流

$$u_{R_L}(t) = \frac{M i_{L1}(t_2) R_L}{\Delta t (R_5 + R_L)} (1 - e^{-\frac{R_5 + R_L}{L_2 - M} t}) \quad t_2 < t < t_3 \quad (10)$$

$$i_{R_L}(t) = \frac{M i_{L1}(t_2)}{\Delta t (R_5 + R_L)} (1 - e^{-\frac{R_5 + R_L}{L_2 - M} t}) \quad t_2 < t < t_3 \quad (11)$$

式(10)、(11)中, M 为初、次级互感, R_5 为次级线圈固有电阻, Δt 为固态开关 S_5 的关断时间, t_3 为放电结束时刻。

2 主电路工作和输出脉冲特性的 Pspice 仿真分析

仿真中,直流母线电压 $V_{in}=310\text{ V}$, $f_s=20\text{ kHz}$,脉宽 $t_w=15\text{ }\mu\text{s}$, $L_r=30\text{ }\mu\text{H}$, $C_s=0.47\text{ }\mu\text{F}$, $C=4.7\text{ }\mu\text{F}$, $R_1=5\text{ }\Omega$, $R_2=0.5\text{ }\Omega$,脉冲变压器匝比 1:22,初级电感 $L_1=50\text{ }\mu\text{H}$,次级电感 $L_2=25\text{ mH}$,主开关 S_5 使用 400 A、1 700 V 的 IGBT 模块。按废气处理的应用,把反应器负载等效为电容 $C_L=30\text{ pF}$ 和电阻 $R_L=1\text{ M}\Omega$ 的并联。

在 LCC 逆变器对电容的充电仿真中,对 C_p 为 C_s 的 1/3、2/3、1 倍的时候进行电路扫描分析。图 4、5 分别为电容上的电压 U_C 和任一逆变开关管上的平均功耗 $\text{AVG}(W_{S1})$ 随 C_p 的变化规律。可见,并联电容 C_p 越小,同一时刻被充电电容电压越大,开关管的功耗随 C_p 的改变有差异但不大。

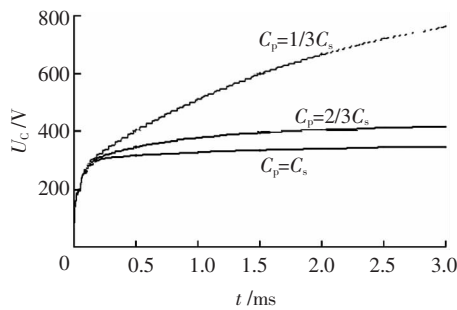


图4 U_C 随 C_p 的变化规律

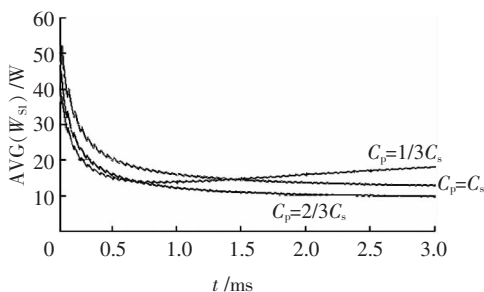


图5 $\text{AVG}(W_{S1})$ 随 C_p 的变化规律

C_p 的选择兼顾软开关工作、提高充电速度(即提高系统重复工作频率)、减小损耗诸方面,例如 $C_p=1/2C_r$ 。按所选取的电路参数,图 6 为开关 S_1 驱动电压 U_{gl} ,谐振电感电流 i_{Lr} 和开关 S_1 的瞬时损耗 W_{S1}

随时间的变化,可见电流实现了断续工作,且瞬时损耗非常小。图 7 为在整个电源充放电过程中四个逆变开关管消耗的平均功率占电源发出功率的百分比 $\text{AVG}(W_s)/\text{AVG}(W_{in})$ 随时间的变化,正常工作后,4 个逆变开关管的损耗所占比例不到电源发出功率的 5%,且随着时间的增长开关管的损耗还有减小的趋势。

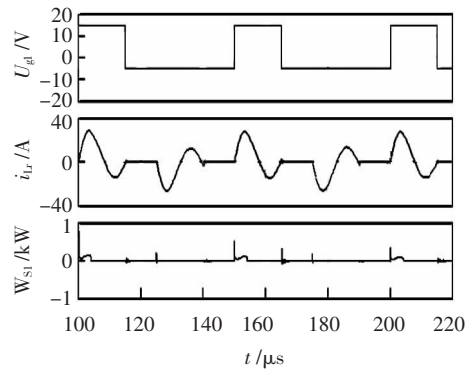


图6 U_{gl}, i_{Lr}, W_{S1} 的波形

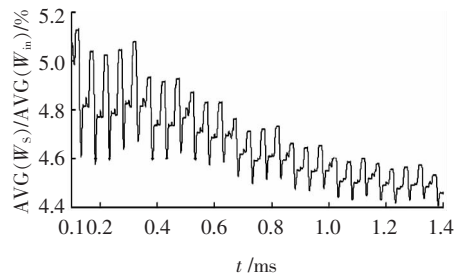


图7 $\text{AVG}(W_s)/\text{AVG}(W_{in})$ 的波形

图 8 为电源充放电时 U_C 和 i_{L1} 的波形,其中主开关在时刻 A 闭合,此时电容电压为 310 V,在时刻 B,脉冲变压器初级电流 i_{L1} 达到最大值 100 A,此时断开主开关 S_5 ,能量向负载释放。图 9 为电容连续充放电时储能电容电压 U_C 、初级电感电流 i_{L1} 以及负载脉冲电压 $U_L/100$ 的波形,所设计的脉冲电源实现了重复放电频率 $f=3.8\text{ kHz}$ 的工作,可以获得峰值 $U_{L\text{max}}=30\text{ kV}$ 、前沿 $t_r=1.3\text{ }\mu\text{s}$ 的负载脉冲。

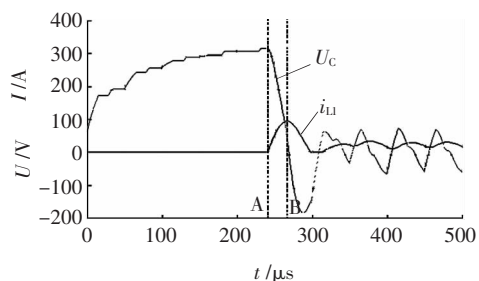


图8 U_C 和 i_{L1} 的波形

图 10 为负载电压 U_L 和变压器次级电流 i_{L2} 的波形,电流峰值 $i_{L2\text{max}}=1.5\text{ A}$,可算得脉冲电源的功率

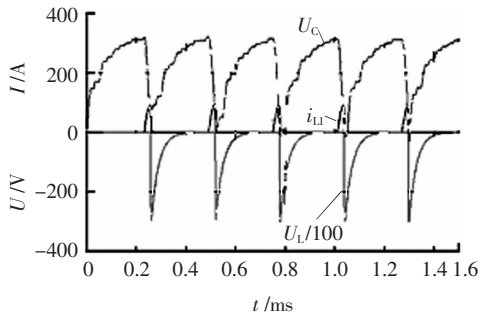


图9 $U_C, i_{L1}, U_L/100$ 的波形

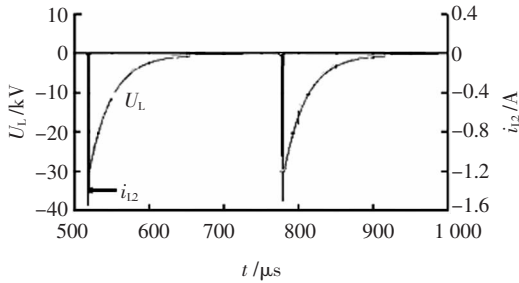


图10 U_L 和 i_{L2} 的波形

上升率 K_p 为

$$K_p = \frac{P_{max}}{t_r} = \frac{u_{Lmax} \times i_{L2max}}{t_r} = \frac{30 \text{ kV} \times 1.5 \text{ A}}{1.3 \mu\text{s}} = 34\ 615.4 \text{ MW/s} \quad (12)$$

3 试验分析

所研制的电源实验装置见图 11, 尺寸仅为 25 cm×25 cm×8 cm。

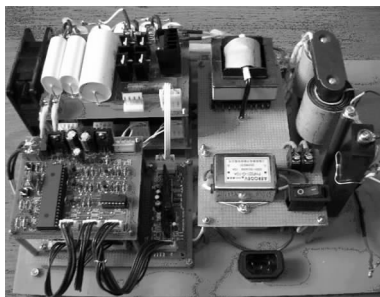


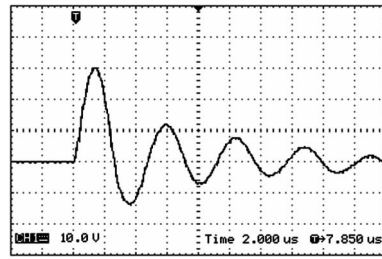
图 11 LCC 逆变充电电感式功率脉冲电源装置

高压脉冲输出实验: 图 12 是工作在升压方式下电源输出高压脉冲波形, 负载为阻性, 电压采样分压比为 1/1 000, 图 12(a) 的主脉冲指标为: 前沿 1.0 μs、幅值 30 kV、脉宽 1.5 μs(90%幅值), 图 12(b) 的连续输出脉冲波形表明: 重复工作频率可达 2.5 kHz。

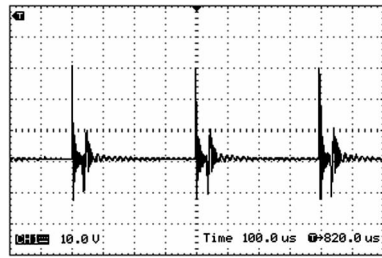
大电流脉冲输出实验: 图 13 是工作在降压方式下电源输出大电流脉冲波形, 接近短路时负载仅为 0.003 125 Ω, 其主脉冲指标为: 前沿 8 ns, 幅值 4 800 A。

4 结论

利用所设计 LCC 逆变充电脉冲变压器输出的



(a) 高压脉冲输出波形



(b) 连续工作输出脉冲波形

图 12 输出高压脉冲波形

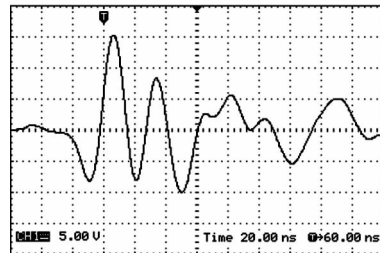


图 13 输出大电流脉冲波形

高压脉冲电源进行仿真和实验工作分析, 主要结论如下:

- (1) 采用 LCC 逆变器对初级储能电容充电的结构, 有利于储能电容的快速充电和装置的小型化;
- (2) 初级储能电容放电作为冲击电流源给电感充电, 在电感电流最大时开关断路、脉冲变压器升压, 是获取万伏以上高压脉冲输出(升压脉冲变压器)或千安以上大电流脉冲输出(降压脉冲变压器)的一种较简单和方便的电路结构;
- (3) 采用在低压侧断路, 有利于固态断路开关的选取, 研制的试验装置重复频率达 2.5 kHz, 高压输出脉冲峰值 30 kV、前沿 1.0 μs, 连接降压变压器获得前沿 8 ns、幅值 4 800 A 的脉冲电流;
- (4) 电路设计和参数选取方法对设计高重复频率、低损耗、低成本、小型一体化脉冲功率电源设计有借鉴。

参考文献:

[1] 王晓明, 侯召政, 方 辉, 等. LCC 谐振充电 IGBT 开关 Marx 发生器[J]. 电工技术学报, 2007, 22(7): 87-92.

- [2] GOERZ D, FERRIERA T, NELSON D, et al. An Ultra-compact Marx-type High-voltage Generator[C]//13th IEEE Pulsed Power Conference, Las Vegas, Nevada, 2001.
- [3] CALICO S E, SCOTT M C, CLARK M C. Development of A Compact Marx Generator for High-power Micro-wave Applications [C]//11th IEEE International Pulsed Power Conference, Baltimore, MD, 1997.
- [4] BEVERLY III R E, CAMPBELL R N. Triggering Techniques for a Compact Marx Generator [J]. Rev Sci Instrum, 1994, 65(1): 259-260.
- [5] PAI S T, ZHANG Q. Introduction to High Power Pulse Technology[M]. World Scientific Publishing Co Pte Ltd. 1995.
- [6] 李漫华, 邵可然. 电感储能型高功率脉冲电源断路开关的最新发展[J]. 电机电器技术, 2000, (6): 24-28.
- [7] 孙凤举, 邱爱慈, 邱毓昌. 微秒级高功率断路器[J]. 电工电能新技术, 2000(3): 41-45.
- [8] SAVAGE M E, SEIDEL D B. Design of a Command-triggered Plasma Opening Switch for Terawatt Applications [J]. IEEE Transaction on Plasma Science, 2001(28): 1533-1539.
- [9] ALOIS HIEBL, KAI NUMSSEN. RF Pulse Triggered Superconducting Switches [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2003, 13(2): 1879-1882.
- [10] GREKHOV I V, MESYATS G A. Physical Basis for High Power Semiconductor Nanosecond Opening Switch [J]. IEEE Trans. on Plasma Science, 2000, 28(5): 1540.
- [11] 王莹. 高功率脉冲电源[M]. 北京: 原子能出版社, 1991.
- [12] GIESSELMANN M, ZHANG J, HEEREN T, et al. Pulse Power Conditioning with a Transformer for an Inductive Energy Storage System [C]//12th IEEE International Pulsed Power Conference, 1999: 1476-1479.
- [13] 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的软开关技术[M]. 北京: 科学出版社, 2000.
- [14] 蔡宣三, 龚绍文. 高功率电子学[M]. 北京: 科学出版社, 1993.
- [15] JAIN N, JAIN P K, JOOS G A. A Zero Voltage Transition Boost Converter Employing a Soft Switching Auxiliary Circuit with Reduced Conduction Losses [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, 19(1): 130-139.
- [16] 王晓明, 方辉, 孙兆冲, 等. 一种汽车尾气处理高压脉冲电源的设计和实验[J]. 电工技术学报, 2007, 22(2)(增刊): 69-73
- [17] 钟和清, 徐至新, 邹旭东, 等. 软开关高压开关电源研究[J]. 高压电技术, 2003, 29(8): 7-9.
- [18] 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]. 高压电技术, 2006, 32(11): 107-110.
- [19] POLLARD B C, NELMS R M. Using the Series-parallel Resonant Converter in Capacitor Charging Applications[C]//7th Applied Power Electronics Conference and Exposition, Boston, USA, 1992: 245-252.

(上接第47页)

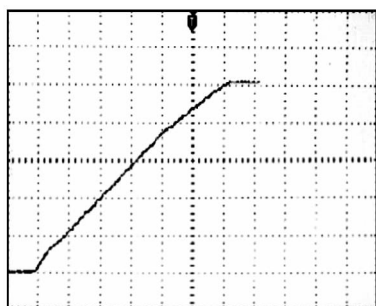


图14 设置充电电压10kV的充电电压波形
(横轴20s/格,纵轴2000V/格)

的情况,输出电压 V_0 越大,谐振电容的电压和谐振电流的峰值就会越小;固定开关频率和脉宽时,电容负载上的充电电流平均值随电容上的电压的增大而减小;占空比小时,谐振电流为断续状态,开关工作在硬开关状态。当占空比达到一定的值后,谐振电流变为连续状态,开关可以工作在零电压开通的软开关状态。通过仿真分析和实验,验证了以上结论。

参考文献:

- [1] 刘勇,何湘宁,张仲超.脉冲密度调制串联谐振型塑料薄膜表面处理电源的研制[J].中国电机工程学报,2005,25(16):158-162
- [2] 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].高压电技术,2006,32(11):107-110.
- [3] 许建军,常安碧,夏世维,等.新型高功率高重复频率脉冲电源研制[J].高压电技术,2003,29(7):43-45.
- [4] 丁卫东,王霞,邱毓昌.电容器恒流充电电源的通用谐振电路模型[J].高压电技术,2002,28(2):26-29.
- [5] 林福昌,李劲,潘垣,等.神光能源模块总体设计[J].高压电技术,2002,28(120):26-28
- [6] 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.
- [7] 尚雷,李为民,丛晓艳,等.大功率固态脉冲调制器技术分析[J].高压电技术,2005,31(11):28-30.
- [8] 丁卫东,张乔根,邱毓昌.高压恒流源的应用及发展[J].高压电技术,1999,25(4):64-66.
- [9] 钟和清,徐至新,邹云屏,等.寄生电容对串联谐振电容器充电电源特性的影响[J].中国电机工程学报,2005,25(10):40-44.

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎评刊! 欢迎刊登广告!