

高效紧凑的高压脉冲电容器恒流充电电源

任青毅, 曹科峰, 黄斌, 李素江

(中国工程物理研究院流体物理研究所 107 室, 四川绵阳 621900)

摘要: 基于高频谐振电路研制的高压脉冲电容器充电电源, 采用 IGBT 构成电源的软开关电路和闭环变频控制充电电流的方式。对输出端负载大范围变化引起的谐振频率漂移, 采用微调开关时间, 保证了变换器开关零切换, 显著降低了导通、关断时 IGBT 的损耗。通过对 100 μ F 高压电容器充电实验, 证明恒流充电电源的恒流效果好、充电重复精度和效率更高, 在短路状态下能安全可靠地工作。

关键词: 恒流充电电源; 串联谐振开关变换器; 零电流开关控制

1 引言

为了使充电电源达到效率和充电重复精度高、功率密度大的要求, 采用了具有串联谐振开关变换器电路结构, 固定开关导通时间、变频控制以及零电流切换的高压高功率电容器充电电源(CCPS)技术。输出特性满足电容器充电电源要求的三阶段: 线性充电-电压维持-放电。但该技术忽略了高压变压器分布电容的影响, 没有根本解决开关频率变化时引起谐振频率漂移和存在非零电流关断的现象。在本电源研制中, 对 CCPS 不足之处进行了改进, 显著降低了导通、关断时变换器开关的损耗, 提高了系统的效率。由于要求 CCPS 高效紧凑, 文中详细介绍了提高效率的方式。

2 工作原理

图 1 是 CCPS 的串联谐振开关变换器电路图。串联谐振变换器由 IGBT (绝缘栅双极晶体管) 组成的功率开关 S1~S4、二极管 D1~D4、电感 L 与电容 C、高压变压器 T、输出整流器 B 以及负载电容 C_L 组成。

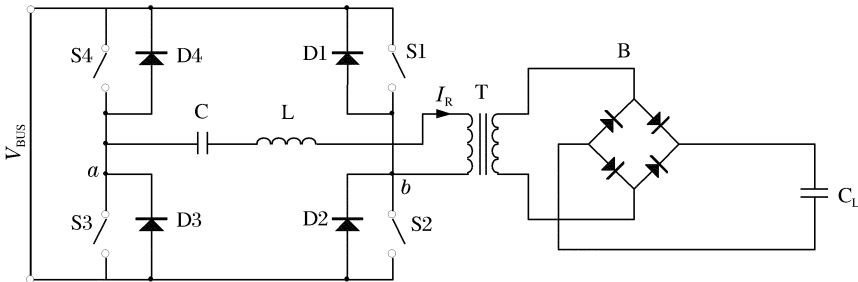


图 1 串联谐振开关变换器电路

工作时 S1、S3 或 S2、S4 轮流导通, 产生的方波电压加到 LC 组成的谐振电路上。由于谐振产生一个近似于正弦波的电流, 电流的周期在开关 S 的接通和断开之间, 相当于“零电流”时

开关动作。二极管 D 只允许定向的能量传输, 使振荡电流第二个周期不能出现, 以消除振荡。谐振电路产生的能量包经升压整流后, 输送给储能电容。因此, 从输入到输出形成的有效能量几乎无损传输, 大大降低了传导和辐射噪声电平。

与普通电源中的串联谐振变换器稳态分析不同的是, 改进后的储能电容器的电压是一个变量, 随充电时间迅速变大。当变压器、开关元件是理想状态时, 变换器电路的完整工作周期分为 4 种模式^[2]。第一种模式的等效电路如图 2 所示, 此时 S2 和 S4 导通, 谐振电流 I_R 为正。储能电容等效到变压器的初级为 C_L' 。 $V_3(t_0)$ 为折合初级回路上储能电容的初始电压。

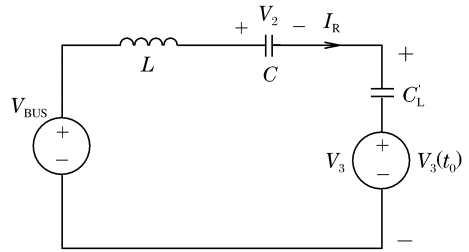


图 2 等效电路

$$I_R(t) = \frac{V_{BUS} - V_2(t_0) - V_3(t_0)}{Z_0} \sin[\omega(t - t_0)] + I_R(t_0) \cos[\omega(t - t_0)] \quad t_0 < t < t_x \quad (1)$$

式中: t_0 、 t_x 分别为起始与结束时间; 特性阻抗 $Z_0 = \sqrt{L/C_{eq}}$; 谐振频率 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_{eq}}$ 。 C_{eq} 由 C 与 C_L' 串联而得, C_L' 为 C_L 与变压器匝数比平方的乘积。在变压器高压输出情况下, C_L' 远大于谐振电容 C , 所以电路中的电容值由 C 决定。这是 CCPS 使用串联谐振结构的重要原因之一, 正因为这样, CCPS 在对不同值的储能电容进行充电时, 不会影响转换器的特性阻抗和谐振频率。而如果用并联谐振变换器对电容充电, 负载电容等效到变压器初级后与谐振电容并联, 谐振频率会随着连接在 CCPS 输出端的负载电容的变化而迅速变化^[3]。

(1) 式中电流由两个正弦波组成。如果开关 S2 和 S4 导通时间足够, 在导通时间内, 正弦谐振电流就会衰减到零。故只要开关频率低于谐振频率, 就能实现零电流切换。为保证实现零电流切换, 开关 S2、S4 与 S1、S3 的导通时间取值相等, 且为谐振周期 T_0 的 1/2。

其它模式与第一种模式的电流有同样的格式, 唯一的区别是式中电压符号相反。

3 线路分析

3.1 高压变压器分布电容对谐振频率比的影响

实际的变压器并非理想, 存在分布电容, 且对 CCPS 的变换器等效电路还有一个并联分量, 文献[2]对此作了忽略处理。CCPS 的负载变化很大, 又处于变换的高频高压下, 尽管高压变压器的分布电容很小, 但它以并联的方式存在于电路里, 使谐振频率随输出电压的升高(开关频率增高)而有所升高^[4]。由于开关的导通时间被固定, 不再是谐振周期 T_0 的 1/2, 因此变换器非零电流关断, 影响整机效率。图 3 充分显示了这一现象。

为解决这个问题, 通常采用变化变压器绕组绕法^[1], 如增大层间距离和增加高压侧绕组层数, 既减小分布电容, 又使绝缘性能变好; 或增加激磁电感即增加初级绕组匝数。但这些措施容易增大漏感和体

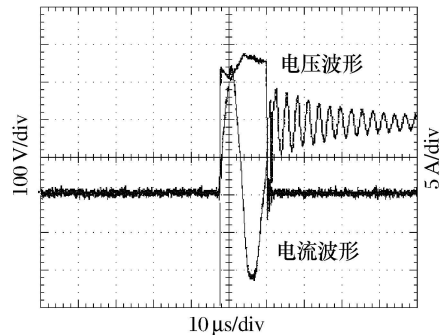


图 3 采用零电流控制前的变换器工作波形

积,且不能完全消除分布电容的影响。

3.2 谐振特性阻抗与充电电流的关系

电容充电时必须将充电电流限制在安全值的范围内。从(1)式看出,利用 Z_0 可以限制电流。选择较大的 Z_0 时,输出电压在趋向预置电压的过程中会使充电电流减小,充电时间延长。选择过小的 Z_0 ,输出电压在趋向目标电压时又会使充电电流很大,造成充电开始时,电流超出 CCPS 中元件的额定值。

4 控制策略

4.1 充电电流控制

在谐振频率不变的情况下,通过改变开关频率与谐振频率的比值来改变流经谐振电路的电流。该比值可以恒定也可以变化,可取代对 Z_0 的选择。

对于可变比值,在充电周期初始时改变开关频率得到一个与谐振频率的比值,该比值限制电流在安全值内。当输出电压渐渐升高时,调整开关频率逐渐趋向谐振频率,充电电流加大,使充电电流前后一致,如图 4 所示。这种控制是利用储能电容器上的反馈信号(该信号反映了充电电容上的高压或充电电感的电流),通过专用控制芯片改变开关频率。

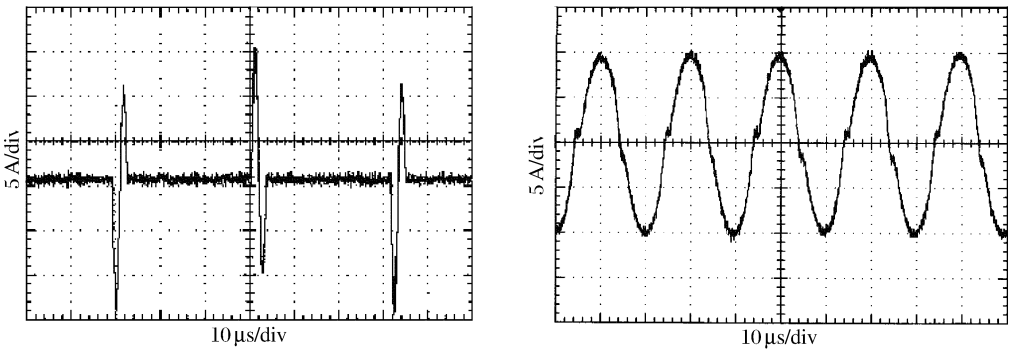


图 4 充电始和末的电流波形

对固定的开关频率,需通过选择适当的比值来限制充电初始电流。

4.2 电流过零检测控制

谐振频率变化时,为了使变换器开关的导通时间能与之同步调整,变换器开关 S₂、S₄ 与

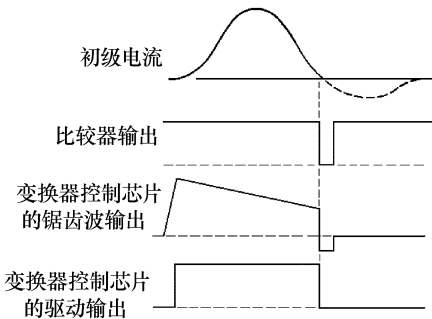


图 5 零电流开关

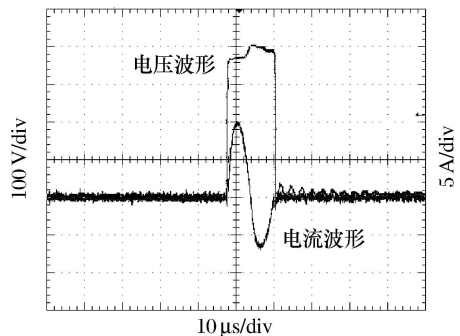


图 6 采用零电流控制后的变换器工作波形

S1、S3的导通时间要始终等于谐振周期 T_0 的 $1/2$ 。采用电流过零检测、控制开关电路,消除了变压器分布电容的影响,使开关精确地零电流关断^[5]。

电流过零测控技术是对变压器初级电流进行监控。在零电流时,用比较器终止控制芯片中控制驱动脉冲的锯齿波输出,从而改变开关驱动脉冲宽度,使变换器开关时间随谐振电流频率的改变而改变,始终跟随在零电流时进行关断。其工作波形如图5所示,可以看出锯齿波在放电完毕前被截止,所生成的驱动开关信号宽度被改变。图3和图6分别为加入零电流开关测控电路前后的开关电压和谐振电流波形。

5 CCPS 工作过程

5.1 充电过程

充电开始时,因输出电压为零,CCPS向一个几乎短路的负载充电。初始电压为零时,缓启动过程限制了由储能电容器引起的电流的涌入。缓启动的方法是在充电中由低到高改变开关频率。

当储能电容上的电压达到一定值后(即电流可以被限制在开关管的额定值之下),变换器以设计的最大开关频率工作,直至负载电容上的电压达到其目标电压的90%。此后,开关频率以与电容电压的增加成正比的速度逐渐下降,直至达到目标电压为止。充电快结束时降低开关频率,也就降低了电压的过充概率。

由于开关导通时间为谐振周期的一半,所以当电流为零时,开关总被断开。在慢启动过程中,开关频率很低,电流不再连续。当开关频率为最大值时,电流接近正弦波,开关在零电流时进行切换,如图4所示。

5.2 电压的保持

在充电结束、放电之前的电压维持期间,电容上的电压一直维持在目标电压上。这是由于零星的能量包补偿了寄生电阻器和电容器的泄漏电,使电荷保持在电容上。这期间开关频率低于充电时的频率,其高低与负载电容的泄漏快慢有关。

5.3 实验结果

本电源的主要技术指标:(1)恒流输出,线性充电,以适应负载各种类型的短路状态;(2)主机输出电 $0\sim 20\text{kV}$ 连续可调;(3)工作电压为 15kV ;(4)充电时间 $\leq 1\text{min}$;(5)充电电源效率 $\geq 90\%$;(6)充电电压重复精度 $\leq \pm 0.5\%$ 。

图7是在无任何限流元件下,对 $100\mu\text{F}$ 电容器充电的电压波形,可见线性很好。实验证明充电电源的恒流输出稳定,效率达94%,大大高于以往的充电设备,重复精度小于0.05%,超过要求技术指标。这是因为充电电源变换器的开关真正实现在零电流时切换,大大减少了开关损耗,提高了效率;同时高频的电流脉冲能量充电使电容器的充电电压得到精确控制。

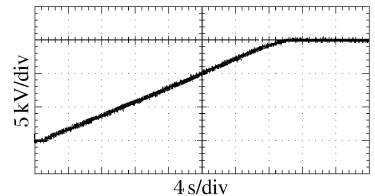


图7 充电电压波形

6 结 语

研制的高效紧凑型CCPS达到预期目的,效率、充电精度均大幅提高。与线性充电电源相比,体积缩小五分之一以上。该电源不但体积小、效率高,而且恒流特性好、充电快、精度高、

干扰小,值得推广。

参考文献:

[1] Souda M, Endo F, Yamazaki C, et al. Development of High Power Capacitor Charging Power Supply for Pulsed Power Application .The 12 th International Pulsed Power Conf, Monterey, CA, USA, 1999: 1414- 1416.

[2] Lippincott A C, Nelms R M. A Capacitor charging Power Supple Using a Series resonant Topology, Constant orr time/ variable Frequency Control, and Zero current Switching. IEEE T ransactions on Industrial Electronics, 1991, 38(6).

[3] Mohan N, Undeinnd T M, Robbins W P. Power Electomics Converters, Applications, and Densign. New York: Wiley, 1989.

[4] Barry C Pollard, Nelms R M. Using the Series Parallel Resonant Converter in Capacitor Charging Appli cations. The 7th Applied Power Electronics Conference and Exposition, Boston, M A, USA, 1992: 245.

[5] Unitrode Integrated Circuits Cop. Protduct & Applications Handbook, 1996.



《高能量密度物理》征稿简则

《高能量密度物理》是由中国工程物理研究院流体物理研究所主办的内部科技期刊。它的前身是《爆轰波与冲击波》,为适应我所研究领域的扩展,更全面地反映科技人员的研究动态和成果,从2006年第1期起更名为《高能量密度物理》。

征稿内容:爆炸力学、高压物理、计算力学与计算物理、加速器物理与技术、脉冲功率技术、强激光效应、光电学及图像处理技术、应用电子学与应用光学、先进常规兵器技术、计算机应用技术等方面的研究论文、简报、综述。

投稿注意事项:

- (1) 论文格式请参考近期出版的《爆轰波与冲击波》。
- (2) 稿件内容不得涉密,投稿时应附作者所在单位进行的保密审查证明。
- (3) 论文题名要反应文章的主要内容,用词应简明、恰当、严谨、规范,避免使用非公知公用、同行不熟悉的外来语、缩写词、符号、代号、数学式、化学式等,一般不超过20个汉字。
- (4) 论文摘要应含有目的、方法、结果、结论,一般不超过300字。
- (5) 参考文献应按顺序编码注录。文献序号请在正文引用处用上角标注明。
- (6) 插图应清晰,表格采用三线表,物理量和单位用国家现行标准表达。
- (7) 稿件将由编辑部组织同行专家进行评审,及时向作者转达评审意见。对采用的稿件请按修改要求进行修改,并寄送修改后的电子版文档。
- (8) 本刊已加入《中国期刊全文数据库》,凡已在国内公开刊物上发表的文稿,本刊不再受理。来稿一经刊登,将赠送样刊1册,并酌致稿酬(包括网络版稿酬)。

来稿请寄:四川绵阳919信箱110分箱《高能量密度物理》编辑部,邮政编码:621900
电 话:(0816)2495407

办公地点:流体物理研究所办公楼C区3楼322房间

《高能量密度物理》编辑部