

文章编号: 1000-582X(2012)03-085-07

全桥 LLC 串联谐振 X 光机高压直流电源

唐治德¹, 张正茂¹, 杨红¹, 杨冰¹, 舒志强²

(1. 重庆大学输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400044;
2. 南京杰雄医疗装备有限公司, 南京 210012)

摘要: 针对 X 光机电源的全桥移相拓扑结构存在占空比丢失问题, 提出一种全桥 LLC 串联谐振变换器与单相双向对称倍压整流电路相结合的高频高压 X 光机电源。在主电路中, 采用全桥 LLC 串联谐振、高压变压器、单相双向对称倍压整流电路; 从理论上分析了零电压软开关工作条件, 建立主电路基波等效 (fundamental harmonic approximation, FHA) 模型, 并对主电路的参数进行设计。仿真结果表明: 输出电压可以在 40~120 kV 内连续可调, 不存在占空比丢失; 输出电压上升时间短、纹波小。证明了所提出拓扑的正确性和可靠性。

关键词: LLC 串联谐振; 零电压开关; 倍压整流器; X 光机电源; 高压直流电源

中图分类号: TM832

文献标志码: A

Full bridge LLC series resonant converter for X-Ray high voltage DC power supply

TANG Zhi-de¹, ZHANG Zheng-mao¹, YANG Hong¹, YANG Bing¹, SHU Zhi-qiang²

(1. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China; 2. Nanjing Jaxons Medical Systems Ltd., Nanjing 210012, P. R. China)

Abstract: To prevent the duty cycle loss of full-bridge converter controlled by the phase-shifting method, a high frequency high voltage X-ray power supply is proposed. It combines full bridge LLC (FB-LLC) series resonant converter with bipolar single-phase symmetrical voltage multiplier. FB-LLC series resonant, high voltage transformer and bipolar single-phase symmetrical voltage multiplier are used in the main circuit. The LLC series resonant circuit and working conditions of soft switch are analyzed. The fundamental harmonic approximation model is established. The parameters of the main circuit are designed. The simulation results show that the output voltage adjusted continuously within 40~120 kV and without duty cycle loss. The X-ray power supply is proposed to achieve a quick rise and low ripple of output voltage. According to the simulation results, the proposed topology is correct and reliable.

Key words: LLC series resonant; zero voltage switching; voltage multiplier; X-ray power supply; HVDC

高压直流电源广泛地应用于医疗、工业等领域, X 光机高压直流电源直接决定了 X 射线成像的质量。如 X 光机、静电除尘、安检仪等。在医用 X 光机中, 由于 X 光机高压直流电源对 X 射线成像的重

收稿日期: 2011-10-03

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (50877082); 重庆大学输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室资助项目 (2007DA10512709303)

作者简介: 唐治德 (1958-), 男, 重庆大学教授, 博士, 主要从事 X 光机高压电源、植入医学器件电源、LED 驱动电源的研究, (E-mail) tangzhide@cqu.edu.cn。

要性,使得 X 光机电源的设计和越来越受到关注^[1]。通常作用到 X 光机射线管阳极的直流电压在 20~200 kV 范围内连续可调,电压上升时间小于 3 ms,电压调节方式大多采用移相调压或两级电路调压^[1-3]。传统的硬开关技术,开关损耗大,限制了 X 光机电源开关频率和输出功率的提高。随着软开关技术的不断成熟,各类软开关技术逐渐运用到 X 光机电源中。

实现软开关电源的拓扑很多,其中全桥移相并联谐振电路是通过控制逆变电路前后桥臂的相位差来改变输出电压。全桥移相逆变电路能够实现零电压开关(zero voltage switching, ZVS),减小开关损耗。但是,在全桥移相 ZVS 电路中,在原边电流换相时,虽然原边有正电压(或负电压),但原边电流不足以提供负载电流,副边整流二极管都导通,负载处于续流状态,其两端电压为零,这样副边占空比存在丢失,使得调压范围将会减小。原边加隔直电容和电感的全桥软开关变换器能够解决占空比丢失的问题,但是最大占空比范围仍受到很多限制,特别是饱和电感上有很大损耗,且饱和电感磁芯的散热问题是一个必须解决的问题。另外,传统的倍压整流电路,输出电压上升速度慢、纹波大,无法满足 X 光机高压电源要求^[4]。

针对以上问题,笔者采用全桥 LLC 串联谐振软开关技术。LLC 谐振变换器因其使用的是调频控制,输出电压不会受到占空比丢失的影响,扩大了输出电压范围;另外,LLC 串联谐振电路拓扑结构简单,效率高,可高频化,且在输入电压大范围内可以使开关网络工作在零电压开关状态。同时单相双向对称倍压整流电路与传统的单相倍压整流电路相比,可以使输出电压近似增大 4 倍,动态响应速度更快;由于对称型结构,减小了输出电压的纹波和电压降。因此,笔者采用了全桥 LLC 串联谐振变换器与单相双向对称倍压整流电路相结合的方式,实现 X 光机需要的高频高压大功率直流电源。

1 主电路拓扑结构和工作原理

1.1 主电路结构

全桥 LLC 串联谐振逆变电路与单相双向对称倍压整流电路相结合的高压直流电源主电路如图 1 所示,该电路主要由全桥逆变电路、LLC 串联谐振电路、高频高压变压器和倍压整流电路组成。输入直流电压首先经过全桥 LLC 串联谐振电路,通过对 4 个桥臂的开关频率控制,实现电压的调频调压,再经过高频高压变压器和单相双向对称倍压整流电路

输出直流高压。

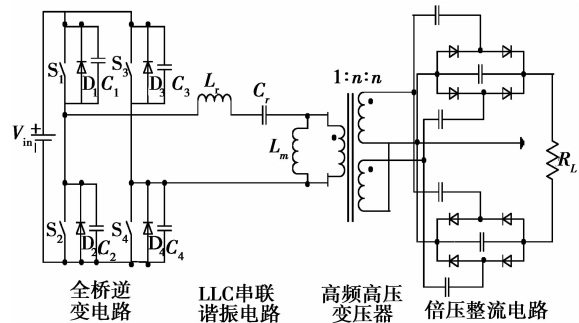


图 1 高压直流电源主电路

1.2 软开关工作条件

对于全桥 LLC 串联谐振电路,在开关管(例如 S_1 和 S_4)导通前,LLC 谐振电流通过与其并联的续流二极管(例如 D_1 和 D_4),开关管的漏极和源极之间的电压被箝位在 0 V,此后开通开关管,可以实现零电压开通;在开关管关断时,开关管两端初始电压为零,由于开关管的输出电容两端电压不能突变,足以延迟开关管两端电压的上升,并且此时因负载谐振使通过关断开关管的电流较小,这样开关管的关断损耗是很低的,近似为零电压关断。

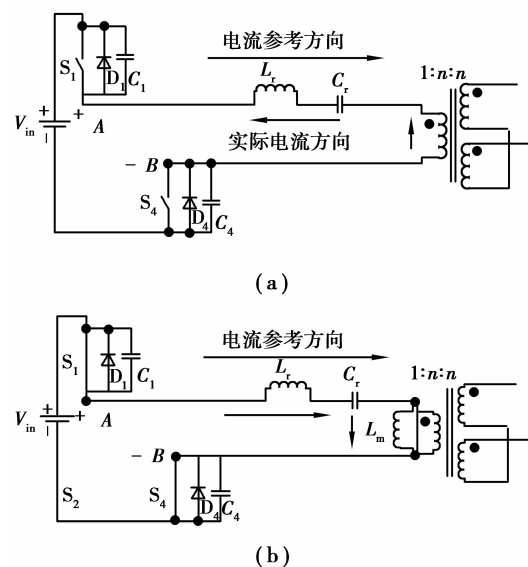


图 2 LLC 谐振变换器工作原理

为了实现零电压开关,必须使谐振网络始终工作在感性状态^[5-6]。设谐振网络输入电压的参考方向 A 正 B 负,电流的参考方向从 A 到 B。在开关管 S_2 和 S_3 关断瞬间,如图 2(a)所示,实际电流方向为从 B 到 A,使电容 C_1 和 C_4 放电,放电结束时, D_1 和 D_4 续流

导通, A 点电压为正, B 点电压为负, 电流流向为从 B 到 A, 即谐振网络输入电压为正, 电流为负; 在 D_1 和 D_4 续流导通期间, 电流减小到零; 触发开关管 S_1 和 S_4 开通可使其零电压开通, 如图 2(b) 所示, 当开关管 S_1 和 S_4 开通后, A 点电压仍为正, B 点电压仍为负, 电流流向为从 A 到 B, 即谐振网络输入电压为正, 电流为正。从以上的分析可知, 当谐振网络电压为正后, 过段时间电流才为正, 即电流滞后于电压。

1.3 单相双向对称倍压整流电路

倍压整流电路一般应用在小电流高电压供电场合, 利用电容储能来实现升压^[6-10]。单相双向对称倍压整流电路输出电压 V_0 , 输出压降 Δv , 输出电压纹波 δv , 分别为^[4]

$$V_0 = 2nV_{\max} - \frac{I_0}{fC} \left(\frac{n^3}{24} + \frac{n^2}{8} + \frac{n}{3} \right), \quad (1)$$

$$\Delta v = \frac{I_0}{fC} \left(\frac{n^3}{24} + \frac{n^2}{8} + \frac{n}{3} \right), \quad (2)$$

$$\delta v = \frac{nI_0}{2fC}, \quad (3)$$

式中: n 为倍压整流电路的级数; I_0 为输出电流; C 为倍压整流电路电容; f 为逆变电路开关频率。

2 全桥 LLC 串联谐振 FHA 模型

对于全桥 LLC 串联谐振变换电路, 控制电路提供频率可调、占空比为 50%、相差为 180° 的两相脉冲, 分别触发开关管 S_1/S_4 和 S_2/S_3 。LLC 串联谐振电路的输入电压 V_{AB} 为方波, 其基波频率与 LLC 电路的谐振频率接近, 故方波的基波分量对谐振网络起主导作用。因此, 可以用基波等效(FHA)代替方波建立全桥 LLC 串联谐振变换电路的等效电路, 简称为基波等效输入模型, 如图 3 所示。图中 R_{ac} 是变压器、倍压整流和负载的等效电阻, 交流电源是方波的基波分量:

$$V_{i1} = \frac{4}{\pi} V_i \sin(2\pi f_s t). \quad (4)$$

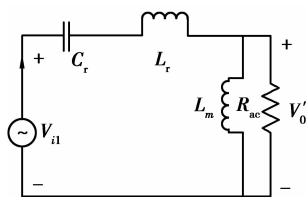


图3 LLC 变换器等效模型

根据倍压整流电路升压特点, 忽略倍压整流压降, 倍压整流输出电压为

$$V_0 = mV_{\max} = \sqrt{2}mV_{rms}, \quad (5)$$

式中 m 为倍压整流升压倍数。

根据功率平衡, 输出电流近似为

$$I_0 = \frac{1}{\sqrt{2}m} I_{rms}. \quad (6)$$

负载电阻等效到变压器副边的等效电阻近似为

$$R_{0ac} = \frac{V_{rms}}{I_{rms}} = \frac{V_0}{2m^2 I_0} = \frac{R_L}{2m^2}. \quad (7)$$

负载电阻等效到变压器原边的等效电阻为

$$R_{ac} = \frac{R_L}{2m^2 n^2}, \quad (8)$$

式中: m 为倍压整流升压倍数; n 为变压器变比; R_L 为负载电阻。

利用图 3 所示等效电路, 可以求出谐振网络的增益

$$G(f_n, k, Q) = \frac{V'_0}{V_{i1}} = \frac{j\omega L_m // R_{ac}}{\frac{1}{j\omega C_r} + j\omega L_r + j\omega L_m // R_{ac}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{kf_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}}, \quad (9)$$

式中: 品质因素 $Q = \frac{Z_0}{R_{ac}} = \frac{\sqrt{L_r}}{R_{ac}} = \frac{2\pi f_r L_r}{R_{ac}}$; $k = \frac{L_m}{L_r}$; 归

一化频率 $f_n = \frac{f}{f_r}$, $f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$ 。

从式(9)可以知道, 在电路工作零电压区域, 当输入电压一定时, LLC 的工作频率增大, 谐振网络的增益会减小, 输出电压也会较小; LLC 的工作频率减小, 谐振网络的增益将会增大, 输出电压也会增大。因此, 可以通过脉冲频率调制(PFM)实现输出电压的调节。

3 主电路参数设计

3.1 K 值的确定

励磁电感与谐振电感的比值 K 对谐振网络增益的影响如图 4 和图 5 所示。比较两图可知, K 值越小, 增益曲线越陡, 获得相同增益的频率变化范围越窄, 影响电压调节精度。另一方面, K 值过小, 则励磁电感 L_m 也小, 导致励磁电流增大, 开关管的损耗也会增大。因此, 通常情况下, K 值取在 3~7 之间^[14]。

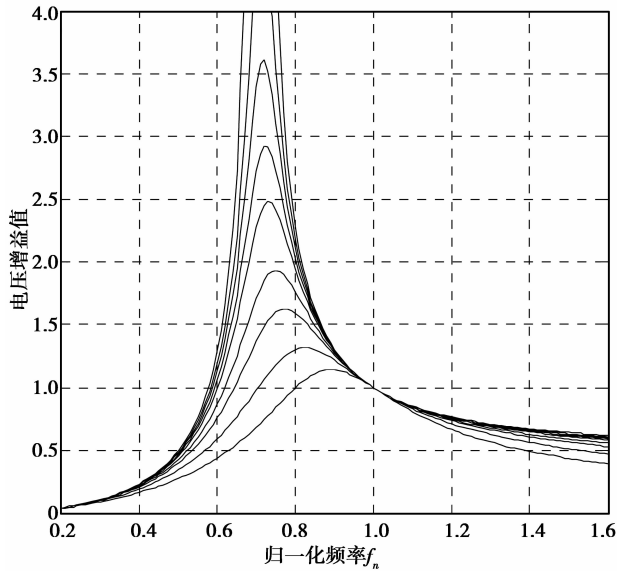


图 4 K=1 时的增益曲线

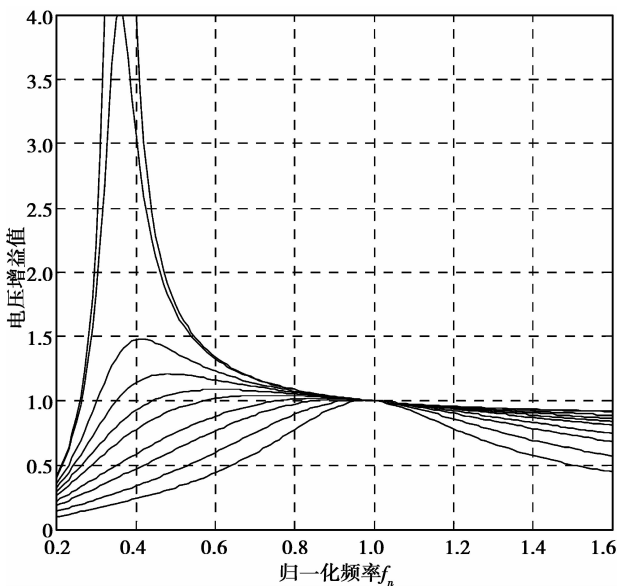


图 5 K=7 时的增益曲线

3.2 谐振网络参数设计

当 K 值确定后, 根据式 (9) 就可以得到一组不同 Q 值的增益曲线, 如图 5 所示。图中不同 Q 值增益曲线峰点对应的频率就是 LLC 谐振电路容性与感性的分界频率。在 Q 值一定的条件下, 工作频率大于该频率则可实现 ZVS。其次, 根据 Q 值定义, 空载时 Q 值为 0, 额定负载时 Q 值最大。

谐振网络参数设计步骤: 首先, 根据输入电压和输出电压变化范围确定增益变化范围 $[G_{\min}, G_{\max}]$; 其次, 根据实现软开关条件和增益变化范围在 Q 值增益曲线 (图 6) 上确定品质因素 Q 的范围 $[0, Q_{\max}]$; 再根据增益和品质因素的大小确定频率调节范围 $[f_{\min}, f_{\max}]$; 最后, 根据增益变化范围、 Q 值变化范

围和频率调节范围确定 LLC 谐振网络参数。

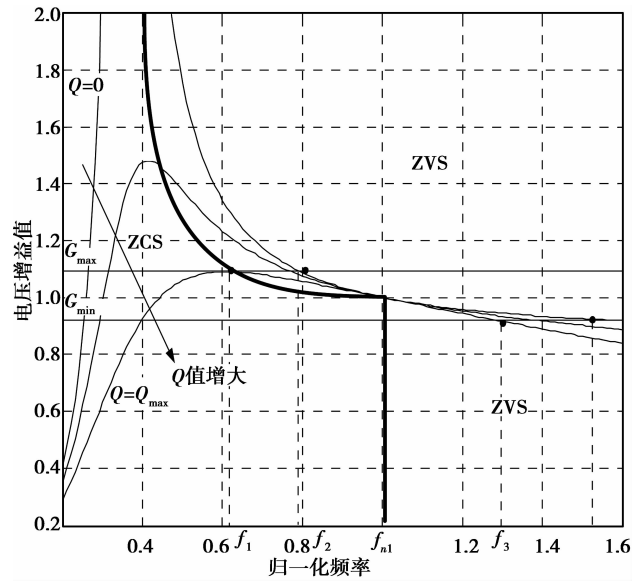


图 6 K 值不变情况下, 不同 Q 值增益曲线

通过输入与输出电压大小, 可以确定谐振网络增益的范围

$$G_{\min} = \frac{V_{0\min}}{V_{in\max}}, \quad (10)$$

$$G_{\max} = \frac{V_{0\max}}{V_{in\min}}, \quad (11)$$

式中: m 为倍压整流升压倍数; n 为变压器变比; $V_{in\max}, V_{0\max}$ 分别为输入输出最大电压; $V_{in\min}, V_{0\min}$ 分别为输入输出最小电压。

在 ZVS 和 ZCS 临界条件下, 可以求出实现软开关的 Q_{\max} 。LLC 的等效阻抗如图 7 所示。

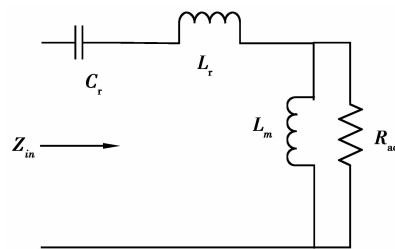


图 7 LLC 变换器等效阻抗

LLC 等效阻抗:

$$Z_{in} = \frac{1}{SC_r} + SL_r + (SL_m // R_{ac}) = Z_0 \left\{ Q^* \frac{f_n^2 K^2}{1 + f_n^2 K^2 Q^2} + j \left[f_n - \frac{1}{f_n} + \frac{f_n K}{1 + f_n^2 K^2 Q^2} \right] \right\}. \quad (12)$$

令 Z_{in} 虚部为零, 就是感性和容性的分界线, 也即是

ZVS 和 ZCS 分界线。由此可以得到^[15]:

$$f_n - \frac{1}{f_n} + \frac{f_n K}{1 + f_n^2 K^2 Q^2} = 0, \quad (13)$$

$$Q_{\max} = \sqrt{\frac{1}{K(1 - f_n^2)} - \frac{1}{K^2 f_n^2}},$$

把 G_{\max} 和 Q_{\max} 代入式(9)可得

$$G_{\max} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{k f_n^2}\right)^2 + Q_{\max}^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}}, \quad (14)$$

联立式(13)、(14)可得:

$$Q_{\max} = \frac{1}{k G_{\max}} \sqrt{k + \frac{G_{\max}^2}{G_{\max}^2 - 1}}. \quad (15)$$

为了给软开关留有裕量,一般取额定负载下的 $Q = (0.7 \sim 0.9) Q_{\max}$ 。

由于 $0 \leq Q \leq Q_{\max}$, $G_{\min} \leq G \leq G_{\max}$, 从图 6 可以看出,随着谐振网络增益的增大,谐振网络增益直线与不同 Q 值的增益曲线交点所对应的工作频率越小,而且 G_{\max} 直线与 $Q = Q_{\max}$ 增益曲线交点所对应的频率 f_1 小于 G_{\max} 直线与 $Q = 0$ 曲线交点所对应的频率 f_2 。因此,可以在 G_{\max} 和 Q_{\max} 处求得最小工作频率。在大于该最小频率处,不同的 Q 值增益曲线可以在对应的频率取得 G_{\max} 。

把 G_{\max} 和 Q_{\max} 代入式(9)可以得到

$$f_{\min} = \frac{f_r}{\sqrt{1 + K \left(1 - \frac{1}{G_{\max}^2}\right)}}, \quad (16)$$

式中: f_r 为谐振频率; G_{\max} 为谐振网络最大增益。

同理,随着谐振网络增益的减小,谐振网络增益直线与不同 Q 值的增益曲线交点所对应的工作频率越大,而且 G_{\min} 直线与 $Q = 0$ 曲线交点所对应的频率 f_4 大于 G_{\min} 直线与 $Q = Q_{\max}$ 曲线交点所对应的频率 f_3 。因此,可以在 G_{\min} 和 $Q = 0$ 处求得最大工作频率。在小于该最大频率处(ZVS 区域),不同的 Q 值增益曲线可以在对应的频率取得 G_{\min} ^[16]。

把 G_{\min} 和 $Q = 0$ 代入式(9)可以得到

$$G_{\min} = \frac{K f_n^2}{(1 + K) f_n^2 - 1}, \quad (17)$$

$$f_{\max} = \frac{f_r}{\sqrt{1 + K \left(1 - \frac{1}{G_{\min}^2}\right)}}, \quad (18)$$

式中: f_r 为谐振频率; G_{\min} 为谐振网络最小增益。

因 $Q = (0.7 \sim 0.9) Q_{\max}$, 那么谐振电感 L_r , 谐振电容 C_r , 励磁电感 L_m 分别为

$$L_r = \frac{Q R_{ac}}{2\pi f_r}, \quad (19)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r R_{ac} Q}, \quad (20)$$

$$L_m = k L_r. \quad (21)$$

4 结果分析

为验证以上原理的正确性,笔者在仿真软件 saber 中建立仿真电路。根据输入电压范围 $V_{in\min} = 380 \text{ V}$ 、 $V_{in\max} = 420 \text{ V}$, 额定输入电压 $V_{in\text{nom}} = 400 \text{ V}$, 输出电压 $V_o = 40 \sim 120 \text{ kV} (\pm 60 \text{ kV})$, 负载电阻 $R_L = 2000 \text{ k}\Omega$, 输出功率 $P = 0.8 \sim 7.2 \text{ kW}$, 谐振频率 $f_r = 100 \text{ kHz}$ 和上述参数推导过程,得到仿真电路的主要参数如下:变压器理论变比 $n = 27$, 谐振网络最大电压增益 $G_{\max} = 2.92$, 谐振网络最小电压增益 $G_{\min} = 0.88$, 品质因素 $Q = 0.098$, 最小工作频率 $f_{\min} = 32 \text{ kHz}$, 最大工作频率 $f_{\max} = 400.3 \text{ kHz}$, 谐振电感 $L_r = 1.59 \mu\text{H}$, 谐振电容 $C_r = 1593.9 \text{ nF}$, 励磁电感 $L_m = 11.13 \mu\text{H}$ 。

仿真结果见图 8-11。在图 8 中,输出电压稳态值是 $120 \text{ kV} (\pm 60 \text{ kV})$, 经过 3.5 ms 达到稳定,上升时间为 2.7 ms , 输出电压上升时间比较短。

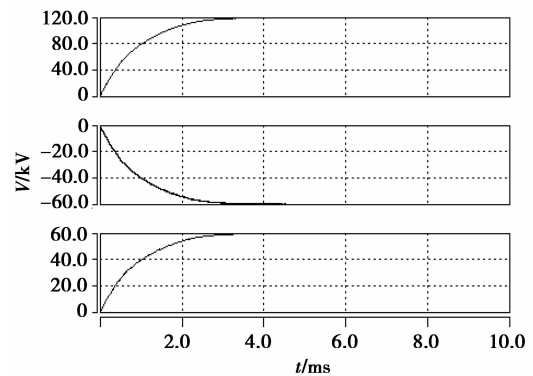


图 8 输出电压波形

120 kV 输出电压纹波如图 9 所示,纹波峰峰值大小为 149 V , 则纹波百分比是 0.124% , 输出电压纹波小。

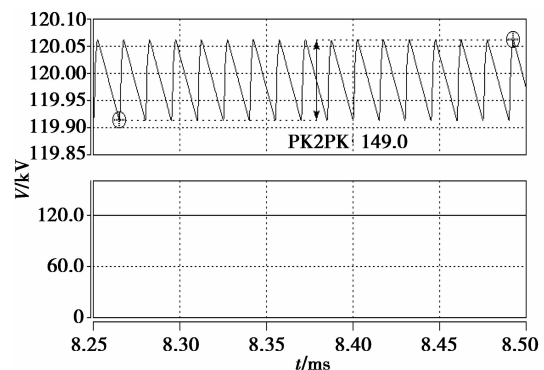


图 9 120 kV 输出电压纹波

在图 10 中,输出电压稳态值为 40 kV,经过 1.75 ms 达到稳定。输出电压纹波峰峰值大小为 6.36 V,则纹波百分比是 0.0016%。输出电压上升时间和纹波都远满足 X 光机高压直流电源要求。

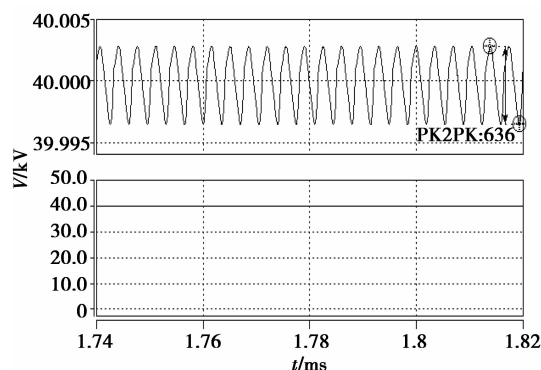


图 10 40 kV 输出电压纹波

开关管 S_4 零电压开关波形如图 11 所示,在开关管 S_4 导通之前,开关管两端电压已经在死区时间内降为零,说明 S_4 实现零电压开关。

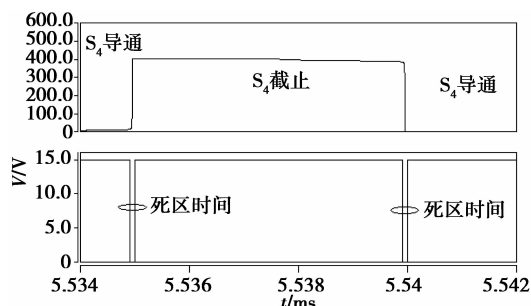


图 11 零电压开关波形

5 结 语

仿真结果证明了全桥 LLC 串联谐振变换器与单相双向对称倍压整流相结合的方式,可以实现 X 光机需要的高频高压大功率直流电源。该电源具有软开关功能,开关损耗小,开关频率高,电源体积小,输出电压范围宽,电压上升时间短,输出电压纹波小等特点。

参考文献:

- [1] IQBAL S, BESAL R, VENKATASESHIAH C. A novel control scheme for voltage multiplier based x-ray power supply [C] // Proceedings of the IEEE 2nd International Conference on Power and Energy, Dec. 1-3, 2008, Johor Bahru, Malaysia. [S.l.]: IEEE Press, 2008:1456-1460.
- [2] 张春林,严萍. 基于 DSP 的数字化高压直流电源的研究[J]. 高电压技术, 2008, 34(10): 2240-2243. ZHANG CHUN-LIN, YAN PING. Research of digital high-voltage DC power supply based on DSP [J]. High Voltage Engineering, 2008, 34(10): 2240-2243.
- [3] SUN J, KONISHI H, OGINO Y, et al. Series resonant high-voltage PFM DC-DC converter with voltage multiplier based a two-step frequency switching control for medical-use x ray power generator [C] // Proceedings of the Third International Power Electronics and Motion Control Conference, August 15-18, 2000, Beijing, China. [S.l.]: IEEE Press, 2000: 596-601.
- [4] IQBAL S, BESAL R, VENKATASESHIAH C. Single/three phase symmetrical bipolar voltage multipliers for x-ray power supply [C] // Proceedings of the Second International Conference on Electrical Engineering, March 25-26, 2008, Lahore, Pakistan. [S.l.]: IEEE Press, 2008: 30-33.
- [5] YANG BO, LEE F C, ZHANG A J, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion [C] // Proceedings of the 2002 Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 10-14, 2002, Dallas, Texas. [S.l.]: IEEE Press, 2002, 2: 1108-1112.
- [6] 陆治国,余昌斌. 新型 LLC 谐振变换器的分析与设计[J]. 电力应用, 2008, 27(1): 65-68. LU ZHI-GUO, YU CHANG-BIN. Analysis and design of LLC resonant converter [J]. Electrotechnical Application, 2008, 27(1): 65-68.
- [7] IQBAL S, BESAL R, VENKATASESHIAH C. A low ripple voltage multiplier for X-ray power supply [C] // Proceedings of the IEEE 2nd International Power and Energy Conference, Dec. 1-3, 2008, Johor Bahru, Malaysia. [S.l.]: IEEE Press, 2008: 1451-1455.
- [8] IQBAL S. A three-phase symmetrical multistage voltage multiplier [J]. Power Electronics Letters, 2005, 3(1): 30-33.
- [9] IQBAL S, SINGH G K, BESAR R. A dual-mode input voltage modulation control scheme for voltage multiplier based x-ray power supply [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 1003-1008.
- [10] SUN J M, KONISHI H, OGINO Y, et al. Series resonant high-voltage ZCS-PFM DC-DC converter for medical power electronics [C] // Proceedings of the 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists conference, Jun 18-23, 2000, Galway, Ireland.

- [S. l.]: IEEE Press, 2000,3:1247-1252.
- [11] LAZAR J F, MARTINELLI R. Steady-state analysis of the LLC series resonant converter[C] // Proceedings of the 2001 Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 4-8, 2001, Anaheim, California, USA. [S. l.]: IEEE Press, 2001,2:728-735.
- [12] 黄志武,秦惠. SABER 仿真在 LLC 谐振变换器开发与设计中的应用[J]. 通信电源技术, 2008, 25(2): 74-77.
- HUANG ZHI-WU, QIN HUI. Application of SABER in designing LLC resonant converter [J]. Telecom Power Technologies, 2008, 25(2): 74-77.
- [13] JUNG J H, KWON J G. Theoretical analysis and optimal design of LLC resonant converter [C] // Proceedings of the 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, Sept. 2-5, 2007, Aalborg, Denmark. [S. l.]: IEEE Press, 2007:1-10.
- [14] 马皓,祁丰. 一种改进的 LLC 变换器谐振网络参数设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33):6-11.
- MA HAO, QI FENG. An improved design method for resonant tank parameters of LLC resonant converter[J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2008, 28(33):6-11.
- [15] 方宇,徐德鸿,张艳军. 高功率密度 LLC 谐振变换器研究[J]. 电力电子技术, 2007, 41(8):16-18.
- FANG YU, XU DE-HONG, ZHANG YAN-JUN. Design of high power density LLC resonant converter with extra wide input range [J]. Power Electronics, 2007, 41(8):16-18.
- [16] HSIEH G C, TSAI C Y, HSIEH S H. Design considerations for LLC series resonant converter in two-resonant regions [C] // Proceedings of the 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 17-21, 2007, Orlando, Florida, USA. [S. l.]: IEEE Press, 2007:731-736.

(编辑 王维朗)

~~~~~

(上接第 73 页)

- [10] TANG J P, WU W T, WALTERS J. Recent development and applications of finite element method in metal forming [J]. Journal of Materials Processing Technology, 1994, 46(2): 120-121.
- [11] WANG H, LI G Y, ZHONG Z H. Optimization of sheet metal forming processes by adaptive response surface based on intelligent sampling method [J]. Journal of Materials Processing Technology, 2008, 197(1/3):707-716.
- [12] SATHIYA P, ARAVINDAN S, NOORUL HAQ A, et al. Optimization of friction welding parameters using evolutionary computational techniques [J]. Journal of Materials Processing Technology, 2009, 209(5): 2576-2584.
- [13] LIU W, YANG Y Y. Multi-objective optimization of sheet metal forming process using pareto-based genetic algorithm [J]. Journal of Materials Processing Technology, 2008, 208(1/3):499-506.
- [14] BEHRENS B A. Finite element analysis of die wear in hot forging process [J]. CIRP Annals-manufacturing Technology, 2008, 57(1): 305-308.
- [15] KLEIJNEN J P C. An overview of the design and analysis of simulation experiments for sensitivity analysis [J]. European Journal of Operational Research, 2005, 164(2):287-300.
- [16] KLEIJNEN J P C. Kriging metamodeling in simulation: a review [J]. European Journal of Operational Research, 2009, 192(3):707-716.
- [17] 周杰,朱若岭,徐戊矫,等. 大型全纤维曲轴 TR 锻锻成形典型缺陷分析及优化[J]. 内燃机工程, 2010, 31(6): 76-80.
- ZHOU JIE, ZHU RUO-LING, XU WU-JIAO, et al. Typical defect analysis and forming optimization of TR upsetting-bending process for heavy crankshaft with continuous grain flow [J]. Chinese Internal Combustion Engine Engineering, 2010, 31(6):76-80.

(编辑 王维朗)