

基于 LLC 谐振变换器的 X 光机高压电源设计与仿真

杨文荣, 薛力升, 朱佳斌

(上海大学 微电子研究与开发中心, 上海 200072)

摘要: 针对 X 光机高压电源系统稳定性差、效率低等缺点, 设计了一种基于 LLC 串并联谐振变换器的高压电源; 介绍了 LLC 谐振变换器的基本原理, 并对其拓扑结构进行基波近似分析, 得出电路的增益特性; 采用正负双向对称倍压整流电路, 有效抑制了输出纹波; 最后, 采用 Saber 仿真软件进行了电路建模和仿真分析, 得出的仿真结果验证了控制电路的有效性和可行性。

关键词: 串并联谐振; 基波近似; 仿真

Design and Simulation of High Voltage Power Supply for X-Ray Machine Based on LLC resonant Converter

Yang Wenrong, Xue Lisheng, Zhu Jiabin

(Microelectronic Research and Development Center, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: Aiming at the problems of poor stability and low frequency in the high voltage power supply for X-Ray machine, a kind of high voltage power supply based on LLC series-parallel resonant converter is designed. The basic principle of LLC resonant converter is introduced in this paper, and its topology structure is analyzed using fundamental harmonic approximation. Then the gain characteristics of the circuit are obtained. The design uses positive and negative double-phase symmetrical voltage multiplier, effectively reducing the high voltage output ripple. Finally, the Saber simulation software is used for circuit modeling and simulation analysis. It is concluded that the simulation results verify the feasibility and effectiveness of the control circuit.

Keywords: series-parallel resonant converter; FHA; simulation

0 引言

传统的高压直流电源大多采用工频变压器升压, 然后整流滤波得到, 存在着体积大、效率低、纹波系数大等缺点^[1]。开关以其高效率、稳压范围宽、体积小、性能稳定等众多优点迅速取代了传统的高压电源^[2]。为了得到高效率、小型化、低噪声的高压电源, 国内外学者提出了各种电源拓扑结构。谐振变换器便是其中一种拓扑结构。传统的谐振变换器主要有串联谐振、并联谐振和串并联谐振 3 种^[3-5]。串联谐振电路中, 谐振回路和负载串联在一起的, 因此空载对于串联谐振电路来说是一个很严重的问题。并联谐振电路中, 谐振回路和负载并联在一起的, 因此并联谐振电路在短路时存在缺点。串并联谐振回路中, 既有串联谐振元件又有并联谐振元件, 因此不存在上述谐振电路的问题。同时它结合了前两种谐振回路的优点, 即输出电压可以高于或低于输入电压; 负载变化范围大。因此在合理设计参数的前提下, 可以使输入电压范围变化很大, 输出空载到满载的时候, 仍然能够保持很高的效率^[6]。

目前, 高压直流电源主要应用于医疗、工业、军事等领域, 如安检仪、静电除尘器、X 光机等。本文设计了一款基于 X 光机的高频高压电源。与传统的硬开关技术相比, 采用 LLC 串并联谐振技术将开关管的工作频率提高到 100 kHz, 实

现了电路的零电压开关 (zero voltage switching, ZVS), 有效解决了 X 光机系统中电源稳定性差、效率低等缺点。输出端采用正负双向对称倍压整流电路, 与传统的倍压整流电路相比, 输出响应快, 电压倍增能力强, 对于总纹波的抑制取得了很好的效果。

1 系统结构及其工作原理

1.1 系统结构

如图 1 所示, LLC 谐振变换器主要由全桥逆变电路、LLC 谐振电路、倍压整流电路组成。其中 LLC 谐振电路是整个变换器的核心部分。MOS 管 S_1-S_4 构成全桥逆变电路, D_1-D_4 为 MOS 管的体二极管, C_1-C_4 为 MOS 管的寄生电容, T_r 为主功率变换器, L_r 、 C_r 为 LLC 谐振电路的谐振电容和谐振电感, C_r 包含变压器折算到原边的等效电容, L_m 为励磁电感, 包含变压器折算到原边的等效电感。后级倍压整流电路采用正负双向对称倍压整流电路, 该电路由 D_5-D_{12} 及滤波电容构成。正负双向对称倍压整流电路结构对称, 仅整流管方向相反。假设整个谐振变换器中所有的开关元件均为无损耗的开关元件, 所有无源元件均为线性元件, 电感电流连续且为理想正弦波。

1.2 工作原理

MOS 管 S_1 、 S_4 采用同一驱动信号, S_2 、 S_3 采用同一驱动信号, 两路驱动信号相位相差 180° , 占空比均为 50%。定义谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 的谐振频率为串联谐振频率 f_r , 定义励磁电感 L_m 、谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 的谐振频率为串并联谐振频率 f_m 。两个谐振频率表达式分别为:

收稿日期: 2015-07-15; 修回日期: 2015-08-26。

作者简介: 杨文荣 (1969-), 男, 甘肃兰州人, 副教授, 硕士研究生导师, 主要从事高速数模混合集成电路及汽车电子控制系统的科研和教学。

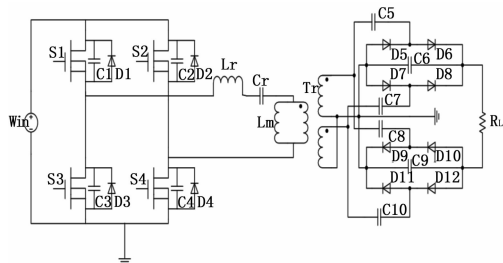


图 1 LLC 串并联谐振变换器

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (1)$$

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}} \quad (2)$$

LLC 谐振变换器在调频工作方式下，通过改变开关频率的大小来调节其能量的输出，存在以下 3 种工作模式 $f_m < f < f_r$, $f = f_r$, $f > f_r$ 。

当 LLC 谐振变换器工作在 $f_m < f < f_r$ 时，既能实现原边开关管的 ZVS，也能实现副边开关管的 ZCS。假设 $t_0 - t_1$ 时刻， S_1 、 S_4 同时导通，LC 谐振。此时励磁电感电压钳位，励磁电流 i_m 呈直线上升，电感电流 i_r 经过 S_1 、 S_4 以正弦形式逐渐升高，输入电压通过正负双向倍压电路正倍压整流二极管向负载提供能量。当谐振电流 i_r 减小到励磁电感电流 i_m 时，正倍压整流电路关断，此时进入 t_2 阶段。在 $t_1 - t_2$ 时刻，LLC 谐振。此时励磁电感 L_m 上的电压不再钳位，参与到 L_r 和 C_r 的谐振中。在此时间段内，电流 i_r 持续对电容 C_r 充电。在 $t_2 - t_3$ 时刻， S_1 、 S_4 关断， S_2 、 S_3 的结电容放电，谐振电流 i_r 对 S_1 、 S_4 的结电容开始充电。 t_3 时刻， S_1 、 S_4 的漏源电压上升到输入电压， S_2 、 S_3 的漏源电压下降到零。在 $t_3 - t_4$ 时刻， S_1 、 S_4 关断，负倍压整流二极管导通，励磁电感上的电压再次钳位。 $t_0 - t_4$ 构成 LLC 谐振的前半周期，后半周期工作情况分析与前半周期相反，此处不再分析。

2 LLC 稳态模型及参数设计

2.1 LLC 稳态模型

基波近似法 (fundamental harmonic approximation, FHA) 的基本思想是使用各个变量的基波分量近似代替变量本身，忽略谐波分量，然后使用经典的线性交流分析法进行分析，设计出所需的谐振参数^[7]。LLC 谐振变换器的输入电压为方波，方波的基波分量对谐振网络起主导作用。因此为简化分析，采用基波近似法来分析 LLC 谐振电路的输出特性，建立基波等效输入模型，如图 2 所示。

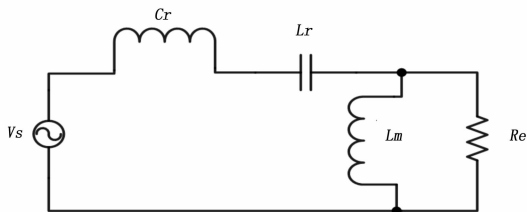


图 2 基波等效模型

直流输入电压 V_m 经过全桥开关网络后，其输出电压为方波 V_s 。 V_s 傅利叶展开式为：

$$v_s(t) = \frac{4V_m}{\pi} \sum_{n=1,3,5} \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t) \quad (3)$$

根据基波近似法，采用基波分量 $V_{s1}(t)$ 近似代替：

$$v_{s1}(t) = \frac{4V_m}{\pi} \sin\omega_s t \quad (4)$$

其中 $\omega_s = 2\pi f_s$, f_s 为开关频率。变压器原边输入电流为：

$$i_r(t) = I_{R1} \sin(\omega_s t - \phi) \quad (5)$$

ϕ 为其初始相位。

变压器原边输入电压的 V_i 的傅里叶级数为：

$$v_R(t) = n \frac{4V_o}{\pi} \sum_{k=1,3,5} \frac{1}{k} \sin(k\omega_s t - \phi) \quad (6)$$

其基波分量为：

$$v_{R1}(t) = n \frac{4V_o}{\pi} \sin(\omega_s t - \phi) \quad (7)$$

因此交流等效电阻为：

$$R_c = \frac{v_{R1}(t)}{i_r(t)} = \frac{\frac{4nV_o}{\pi} \sin(\omega_s t - \phi)}{I_{R1} \sin(\omega_s t - \phi)} = \frac{4nV_o}{\pi I_{R1}} \quad (8)$$

整流电路输出电流平均值为：

$$I_o = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} n I_{R1} |\sin(\omega_s t - \phi_R)| dt = \frac{2n}{\pi} I_{R1} \quad (9)$$

由式 (8)、(9) 可得等效电路负载电阻与实际负载电阻之间的关系为：

$$R_c = \frac{4nV_o}{\pi I_{R1}} = \frac{4nV_o}{\pi} \cdot \frac{2n}{\pi I_o} = \frac{8n^2 V_o}{\pi^2 I_o} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_L \quad (10)$$

由交流电路的等效图可得其输入阻抗

$$Z_{in} = j\omega_s L_r + \frac{1}{j\omega_s C_r} + R_c // j\omega_s L_m \quad (11)$$

因此交流电压增益为：

$$H(j\omega_s) = \frac{V_R(j\omega_s)}{V_s(j\omega_s)} = \frac{R_c // j\omega_s L_m}{j\omega_s L_r + \frac{1}{j\omega_s C_r} + R_c // j\omega_s L_m} \quad (12)$$

对式 (12) 求其幅频表达式：

$$|H(j\omega_s)| = \frac{1}{\sqrt{(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{k \cdot h^2})^2 + Q^2 (\frac{1}{h} - h)^2}} \quad (13)$$

式中，归一化频率：

$$h = \frac{\omega_s}{\omega_r} \quad (14)$$

电路品质因数

$$Q = \frac{Z_r}{R_c} = \frac{\sqrt{L_r C_r}}{R_c} \quad (15)$$

励磁电感与串联电感之比

$$k = \frac{L_m}{L_r} \quad (16)$$

为了提高变换器的转换效率，LLC 谐振变换器应在任何开关频率下保证开关管 ZVS 的实现。以上给出了运用基波近似法对 LLC 谐振变换器建立等效电路的过程，为谐振参数的计算方法提供了基础。

2.2 参数设计

根据变换器的增益公式，画出 k 值不同时变换器的电压增益随频率的变化曲线和 Q 值不同时变换器的增益随频率变化的曲线。如图 3，品质因数 Q 固定，当 k 增大时，LLC 谐振变换器的增益曲线变得缓慢，此时若谐振频率固定，则电路中的

开关损耗及磁性元件损耗也会增加。因此 k 值不宜过大。但若 k 值过小, 则励磁电感电流较大, 变压器原边损耗增加, 效率降低; 同时当 k 较小时, 开关频率较小的变化将会带来电压增益的陡升。因此, 通常情况下, k 值取 3—6 之间。

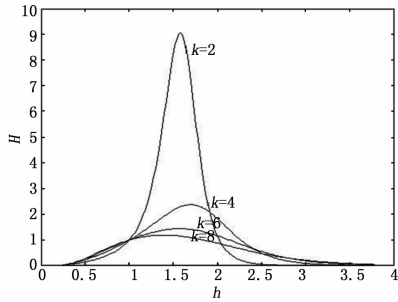


图 3 Q 固定时, H 的增益曲线

如图 4 所示, 当电感归一化量 k 值一定时, LLC 谐振变换器的增益曲线随着品质因数 Q 的变化非常明显。 Q 的大小会直接影响到开关变换器直流增益最大值。当谐振频率固定时, 品质因数 Q 越小, 则直流增益就越大, 而输入输出电压范围也越宽。随着归一化频率 h 的升高, 变换器的增益也逐渐减小。所以只要所选品质因数 Q 满足在满载时能有足够的增益, 则可以满足在全负载范围之内, 对增益的要求。

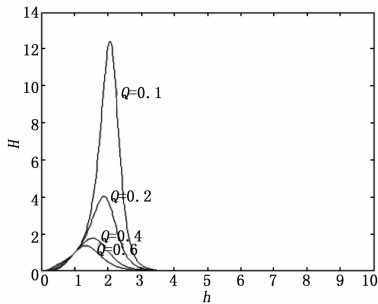


图 4 k 固定时, H 的增益曲线

LLC 谐振网络参数设计步骤如下: 1) 根据输入电压和输出电压变化范围, 确定电路最大增益和最小增益; 2) 根据直流增益来选择变压器的变比 n , 一般用开关变换器正常的输入电压 V_{in} 和输出电压 V_o 的比值来选择变压器的匝比; 3) 计算最大输入电压和空载情况下变换器工作在零电压开通情况下的品质因素 Q_1 和最小输入电压, 满载情况下变换器工作在零电压开通情况下的品质因素 Q_2 , 一般取 $Q = (0.7 - 0.9) \min(Q_1, Q_2)$ 。通过对 Q 和 k 值的选取, 并代入式 (13) ~ (16), 可以得出各谐振参数。

3 仿真与结论

Saber 仿真软件可用于电力电子、机电一体化、控制等不同环境^[8], 具有其它软件所不可比拟的优点: 集成度高、仿真对象和建模方法的多样性、功能完备的信号波形观察工具和分析工具等。基于 Saber 软件强大的功能, 选用 Saber 做本文的仿真。

在进行仿真之前, 必须对仿真时间、仿真步长等主要参数进行设置。若该仿真参数设置不合理, 将会直接影响仿真结果的真实性, 从而影响对电路原理的分析、谐振元件及其他元器件参数设计的正确性^[9]。为了便于观察仿真结果, 仿真时间设

为 5 ms, 仿真步长设为 100 ns。同时为了节省仿真时间, 采用理想开关管代替实际的 MOSFET, 开关频率设定为 100 kHz, 仿真电路如图 5 所示。谐振电容选用 1 593.9 nF, 谐振电感选用 1.59 μ H, 励磁电感选用 11.13 μ H, 额定输入电压为 400 V, 变压器匝数比为 25, 额定输出电压为 40 kV。

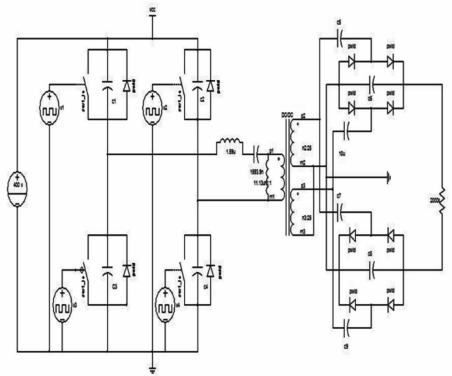


图 5 仿真电路图

在直流 400 V 输入的情况下, 得到变压器原边电压近似为 400 V 的方波电压, 如图 6 所示, 这与基波近似等效法假设的相同。变压器输出端采用正负双相的二倍压电路。处于对称位置的电容, 一组电路充电的同时另一组放电, 两路电路互补工作, 有效抑制总纹波。如图 7 所示, 变压器副边电压经过两级倍压之后得到正负 20 kV 电压。由于变压器工作在高频状态, 电压尖峰及电压变化率比较大, 但从仿真结果图 8 可以看出谐振变换器电压稳定在 40 kV 附近, 上升时间为 0.93 ms, 经过 3.4 ms 达到稳定, 满足了 X 光机系统高质量成像的需要。仿真结果和理论设计相一致, 充分验证了理论分析的正确性和仿真设计的合理性。

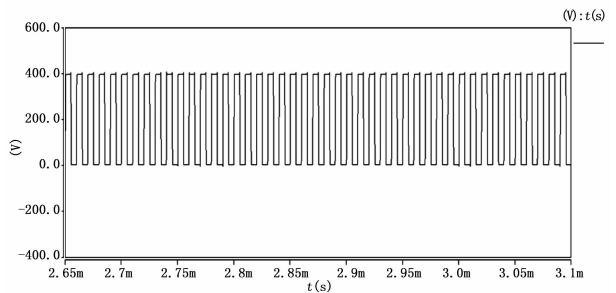


图 6 原边电压

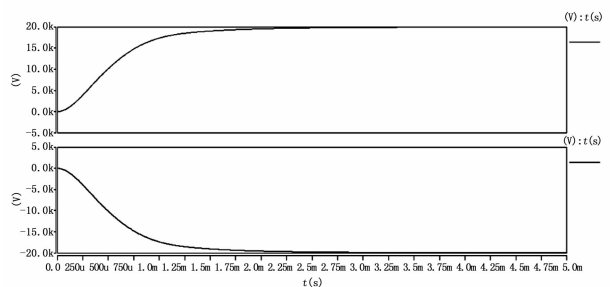


图 7 副边倍压输出波形