

二极管箝位 LCC 谐振变流器特性的理论分析

盛立丞, 刘 军, 邓 焰, 何湘宁

(浙江大学 电力电子技术研究所, 浙江 杭州 310027)

摘要: 针对目前缺少二极管箝位 LCC 谐振变流器电流断续模式的精确理论分析, 尤其是在高频高压应用场合引入高频高压变压器寄生参数时的特性分析, 进行深入的研究。通过对电路工作原理的详细分析、数学推导得到了能够全面描述电路工作过程并且只含有电压转换比以及并联与串联电容比两个变量的数学表达式, 并以此为基础给出了电路的特性表达式, 主要包括以上两参数对峰值电流、开关频率、负载情况等的影响。研究结果表明, 所得到的理论分析结果对工作于电流断续模式的二极管箝位 LCC 谐振式变流器在高频、高压领域的应用提供了理论依据和指导。

关键词: 变压器寄生参数; 二极管箝位; 谐振; 电流断续模式; 软开关

中图分类号: TM46; TM910.1

文献标识码: A

文章编号: 1001-4551(2010)03-0075-05

Analysis of diode clamp LCC resonant converter

SHENG Li-cheng, LIU Jun, DENG Yan, HE Xiang-ning

(Institute of Power Electronics, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at the lack of theoretical analysis in this field, especially the characteristic analysis in high frequency high voltage application where the parasitic parameter of high frequency high voltage transformer must be taken into consideration, the diode clamp LCC resonant converter operating under discontinuous current mode (DCM) was analyzed carefully. Mathematical expressions which describe commutation details of the circuit were given, which includes only two variables, the voltage transfer ratio and the ratio of parallel capacitor and series capacitor. The results show that the theoretical basis and guidance are provided by the theoretical analytic result of the DCM diode clamp LCC resonant in high frequency high voltage applications.

Key words: parasitic parameter of transformer; diode clamp; resonant; discontinuous current mode (DCM); soft switch

0 引 言

工作于电流断续模式的二极管箝位 (LCC) 谐振变流器由于能较好地实现软开关, 有较宽的输出电压范围, 可以工作于负载开路短路状态, 因此得到广泛应用和研究^[1-5]。在高频、高压直流电源应用领域, 由于高频变压器寄生参数的引入, 实现了谐振元件的集成。由于工作于电流断续模式, 起始电流为零, 并且谐振电容不会超过母线电压, 因此每个周期内传输的能量是一定的, 使得相对于传统的谐振式变流器, 具有更加良好的调频调压特性^[6]。在高频高压应用中, 由于高频变压器的变比较大, 使得折算到原边的高频变压器的匝间电容较大, 从而对电路运行产生较大的影响。但

现有文献缺少关于寄生电容对电路运行之影响的精确分析。文献[7-8]对二极管箝位 LCC 电路分析过程中均未考虑变压器寄生电容的影响。

本研究将详细分析理想状态下二极管箝位 LCC 电路的瞬态过程, 通过电路工作过程中的电压电流情况分析电路特性, 给出电路工作于二极管箝位模式的边界条件, 电路的峰值电流、最大频率与电压转换比和并联与串联电容比的关系式, 并给出相应的波形。

1 电路工作原理

典型的具有容性滤波的二极管箝位 LCC 谐振电路^[9]如图 1 所示。 S_1 、 S_2 为开关管, D_1 、 D_2 为其反并联二极管。 C_{s1} 、 C_{s2} 为串联谐振电容, $C_{s1} = C_{s2}$, D_{s1} 、 D_{s2} 为

收稿日期: 2009-11-18

作者简介: 盛立丞 (1984-), 男, 浙江杭州人, 主要从事电力电子技术方面的研究. E-mail: lic.sheng@gmail.com

通信联系人: 邓 焰, 男, 副教授, 硕士生导师. E-mail: dengyan@zju.edu.cn

箝位二极管。 L_r 为变压器折算到原边的漏感,作为谐振电感, C_p 为变压器折算到原边的匝间电容。 $D_{o1} \sim D_{o4}$ 为输出整流二极管, C_o 为输出滤波电容, $n^2 C_o \gg C_{s1}$, $n^2 C_o \gg C_p$, R_o 为输出负载, n 为变压器变比。 V_{in} 、 V_o 分别为输入、输出电压, V_{Cp} 、 V_{Cs1} 、 V_{Cs2} 分别为 C_p 、 C_{s1} 、 C_{s2} 两端电压。等效输出电压 V_e 为输出电压折算到原边的值, $V_e = V_o/n$ 。规定如图所示电流方向为电感电流 i_L 正方向,所有器件均处于理想状态。

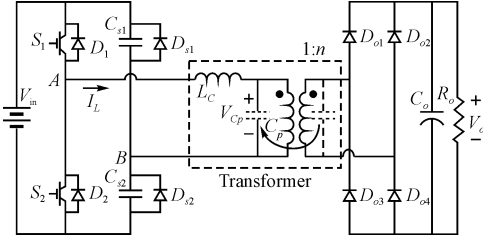


图 1 二极管箝位 LCC 电路拓扑

由于箝位二极管 D_{s1} 、 D_{s2} 的存在,当 C_{s1} 、 C_{s2} 的电压大于等于 V_{in} 或者小于等于 0 时,箝位二极管会导通, C_{s1} 、 C_{s2} 电压将被箝位,电路的这种工作模式被称为二极管箝位模式,其电路主要的波形图及其具体工作过程如图 2、图 3 所示。

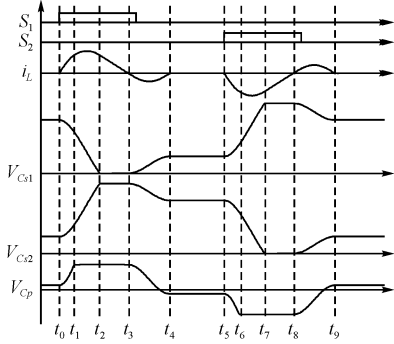


图 2 断续模式下电路主要波形图

阶段 1 $[t_0 - t_1]$: t_0 时刻, C_p 、 C_{s1} 、 C_{s2} 的电压分别为 $V_{Cp}(t_0)$ 、 $V_{Cs1}(t_0)$ 、 $V_{Cs2}(t_0)$, 电感电流 i_L 为零, C_p 、 C_{s1} 、 C_{s2} 电压未被箝位。 S_1 开通,由 L_r 、 C_p 、 C_{s1} 、 C_{s2} 谐振,电流 i_L 从零开始增大, C_p 、 C_{s2} 充电,电压上升, C_{s1} 放电,电压下降。则:

$$i_L(t) = \frac{V_{in} - V_{Cp}(t_0) - V_{Cs2}(t_0)}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_0) \quad (1)$$

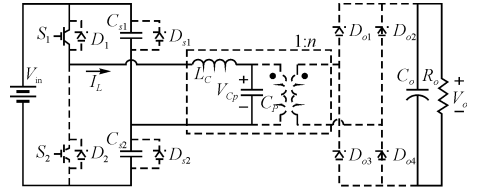
$$V_{Cp}(t) = V_{Cp}(t_0) + \frac{1}{C_p} \int_{t_0}^t i_L(t) dt \quad (2)$$

$$V_{Cs2}(t) = V_{Cs2}(t_0) + \frac{1}{C_s} \int_{t_0}^t i_L(t) dt \quad (3)$$

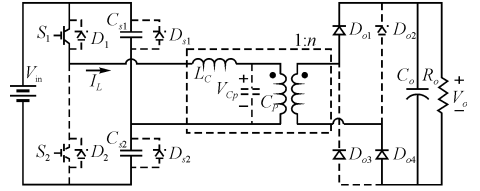
其中, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$, $C_r = C_s C_p / (C_s + C_p)$, $C_s = C_{s1} + C_{s2} = 2C_{s1}$ 。

t_1 时刻, C_p 两端电压 V_{Cp} 达到箝位电压 V_e , 副边整

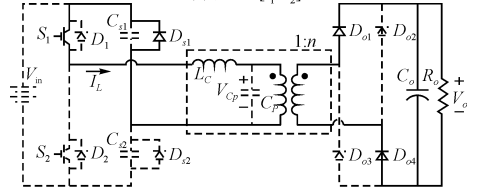
流二极管自然 D_{o1} 、 D_{o4} 开通,阶段 1 结束。根据这一阶段 C_p 上电压的变化得到阶段 1 持续时间,即:



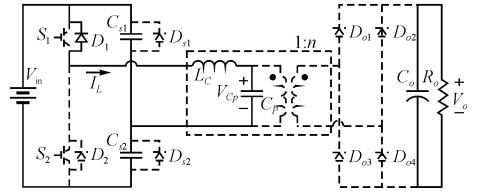
(a) 阶段1 $[t_0 - t_1]$



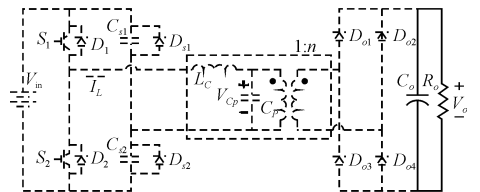
(b) 阶段2 $[t_1 - t_2]$



(c) 阶段3 $[t_2 - t_3]$



(d) 阶段4 $[t_3 - t_4]$



(e) 阶段5 $[t_4 - t_5]$

图 3 电路工作过程的各阶段等效电路图

$$t_{01} = \frac{1}{\omega_r} \cos^{-1} \left(1 - \frac{(k+1)(V_e - V_{Cp}(t_0))}{V_{in} - V_{Cp}(t_0) - V_{Cs2}(t_0)} \right) \quad (4)$$

其中, $k = C_p/C_s$ 。

阶段 2 $[t_1 - t_2]$: t_1 时刻, C_p 达到输出等效电压被箝位,不参与谐振。由 L_r 、 C_{s1} 、 C_{s2} 谐振,副边整流二极管 D_{o1} 、 D_{o4} 继续导通,即:

$$i_L(t) = \frac{V_{in} - V_e - V_{Cs2}(t_1)}{Z_s} \sin \omega_s(t - t_1) + i_L(t_1) \cos \omega_s(t - t_1) \quad (5)$$

$$V_{Cs2}(t) = V_{Cs2}(t_1) + \frac{1}{C_s} \int_{t_1}^t i_L(t) dt \quad (6)$$

其中 $Z_s = \sqrt{L_r/C_s}$, $\omega_s = 1/\sqrt{L_r C_s}$ 。 t_2 时刻, C_{s2} 上电压达到输入电压 V_{in} , C_{s1} 上的电压达到 0, C_{s1} 、 C_{s2} 电

压被箝位,阶段2结束。根据这一阶段 C_{s2} 的电压变化可以得到阶段2持续时间,即:

$$t_{12} = \begin{cases} \frac{1}{\omega_s} \left[\cos^{-1} \left(\frac{C}{\sqrt{A^2 + B^2}} \right) - \cot^{-1} \frac{A}{B} \right], A \neq 0; \\ \frac{1}{\omega_s} \sin^{-1} \frac{C}{-B}, A = 0 \end{cases} \quad (7)$$

其中, $A = V_{in} - V_e - V_{Cs2}(t_1)$, $B = i_L(t_1)/\omega_s$, $C = -V_e C_{s0}$ 。

阶段3 $[t_2 - t_3]$: 由于 C_p 、 C_{s1} 、 C_{s2} 都被箝位, 电感电流不能突变, 箝位二极管 D_{s1} 导通。电流 i_L 在等效输出电压 V_e 的作用下线性减小。 t_3 时刻, i_L 减小到 0, D_{o1} 、 D_{o4} 自然关断, 阶段3结束, 即:

$$i_L(t) = i_L(t_2) - \frac{V_e}{L_r}(t - t_2) \quad (8)$$

$$t_{23} = \frac{i_L(t_2) \times L_r}{V_e} \quad (9)$$

阶段4 $[t_3 - t_4]$: 电流 i_L 反向, 反并联二极管 D_1 导通, L_r 、 C_p 、 C_{s1} 、 C_{s2} 谐振, V_{Cp} 、 V_{Cs1} 减小, V_{Cs2} 增加。 t_4 时刻, 电流 i_L 谐振到 0, 阶段4结束, 即:

$$i_L(t) = \frac{-V_e}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_3) \quad (10)$$

$$V_{Cp}(t) = V_e + \frac{1}{C_p} \int_{t_3}^t i_L(t) dt \quad (11)$$

$$V_{Cs2}(t) = V_{in} + \frac{1}{C_s} \int_{t_3}^t i_L(t) dt \quad (12)$$

$$t_{34} = \frac{\pi}{\omega_r} \quad (13)$$

阶段5 $[t_4 - t_5]$: 电流 i_L 保持为零, 电路处于电流断续阶段。

电路另半个周期的工作过程可以根据电路和波形的对称性原理得到, 在此不再详述。根据电路的工作过程可得: 电路工作于二极管箝位模式下, 只要保证开关管在阶段4 $[t_3 - t_4]$ 的任一时刻关断, 就能保证开关管的零电流开通和零电压零电流关断。

由式(11)、式(12)可以得到:

$$V_{Cp}(t_4) = \frac{k-1}{k+1} V_e \quad (14)$$

$$V_{Cs2}(t_4) = V_{in} - \frac{2k}{k+1} V_e \quad (15)$$

其中, k 为并联与串联电容比, $k = C_p/C_s$, 以 V_{in} 归一化可得:

$$V_{Cp_norm}(t_4) = (k-1)M/(k+1) \quad (16)$$

$$V_{Cs2_norm}(t_4) = 1 - 2kM/(k+1) \quad (17)$$

其中, M 为电压转换比, $M = V_e/V_{in}$, $V_{Cp_norm} = V_{Cp}/V_{in}$, $V_{Cs2_norm} = V_{Cs2}/V_{in}$ 。

根据 $V_{Cs1} + V_{Cs2} = V_{in}$ 和波形对称性原理可以得到:

$$V_{Cp_norm}(t_0) = -(k-1)M/(k+1) \quad (18)$$

$$V_{Cs2_norm}(t_0) = 2kM/(k+1) \quad (19)$$

2 特性分析

根据电路工作过程中各阶段电压电流关于 M 和 k 的表达式, 可以推出电路的相关特性。

2.1 限制条件及最大电压转换比

由工作过程可以得到, 电路要工作于二极管箝位模式下, 必须满足以下条件:

(1) 阶段1的持续时间 $0 < t_{01} \leq \pi/\omega_r$, 即电感电流反向前, C_p 电压被箝位;

(2) 阶段2结束时, 电感电流 $i_L(t_2) \geq 0$, 即电感电流反向前, C_{s1} 、 C_{s2} 电压被箝位。

则可以得到限制条件:

$$\begin{cases} M < \frac{1+3k-\sqrt{1+2k+k^2-4k^3}}{4k(1+k)}, k < 1 \\ M < \frac{1}{1+k}, k > 1 \end{cases} \quad (20)$$

根据上述限制条件(如图4所示)可以得到电路关于 M 和 k 的特性:

当 $k > 1$ 时, 电路只能工作于二极管箝位的模式, 负载开路时, 电压转换比最大, 最大的电压转换比为 $1/(1+k)$, 随着 k 的增加而减小。当 $k < 1$ 时, 必须满足相应条件, 电路才会工作于二极管箝位模式。此时, 最大的电压转换比随着 k 的增大, 先减小后增大。二极管箝位模式的最大电压转换比为 0.5, 此时 k 值为 0 或者 1。为得到较高的电压转换比, k 的取值在 0 的附近或者 1 的附近。

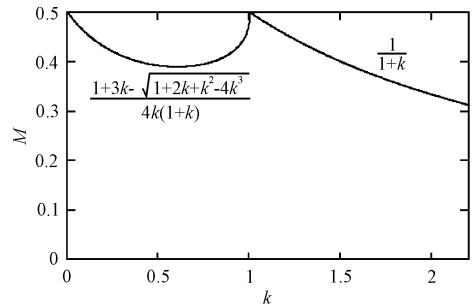


图4 限制条件

2.2 峰值电流

根据电路的运行过程可以得到: 当阶段1 $[t_0 - t_1]$ 持续时间满足 $\omega_r t_{01} > \pi/2$ 时, 电感电流的峰值出现于阶段1 $[t_0 - t_1]$; 当 $\omega_r t_{01} < \pi/2$ 时, 峰值电流出现于阶段2 $[t_1 - t_2]$ 。

根据该条件与之前所得到的限制条件可以得到电感电流以短路电流 V_{in}/Z_s 为基准归一化的最大值 i_{L_max} 为:

$$\begin{cases} (1-M)\sqrt{\frac{k}{1+k}}, \frac{1}{1+2k} < M < \frac{1}{1+k}; \\ \sqrt{\frac{(1-M-2kM)^2 + (2\sqrt{\frac{k^2 M(1-M-kM)}{1+k}})^2}{k}} \end{cases} \quad (21)$$

根据上式可以得到不同 k 值下, 归一化峰值电流 i_{L_max} 与 M 的关系曲线如图 5 所示。

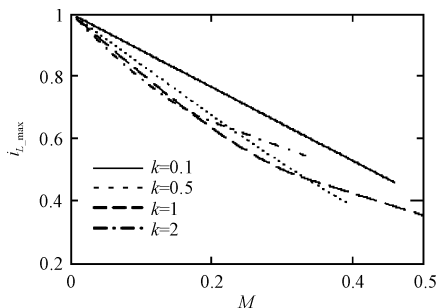


图 5 i_{L_max} 与 M 的关系曲线

电感电流以 $V_{in}/\sqrt{L_r/C_p}$ 为基准归一化所得的最大电流 i_{L_max}' 为:

$$\begin{cases} \frac{(1-M)}{\sqrt{1+k}}, \frac{1}{1+2k} < M < \frac{1}{1+k}; \\ \sqrt{\frac{(1-M-2kM)^2}{k} + (2\sqrt{\frac{kM(1-M-kM)}{1+k}})^2} \end{cases} \quad (22)$$

根据上式可以得到不同 k 值下归一化的峰值电流 i_{L_max}' 与 M 的关系图, 如图 6 所示。

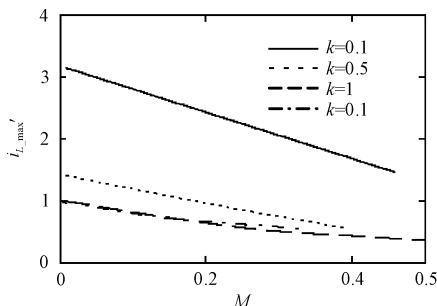


图 6 i_{L_max}' 与 M 的关系曲线

根据图 5、图 6 可以得到: 当 k 相同时, 峰值电流随着电压转换比 M 的增大而减小, 最大值出现在 $M=0$; 在相同的 M 下, 在较大范围内, k 值越小, 峰值电流越大。图 5 为“ L_r 、 C_s 已知, 选择 C_p 值和开关管容量”提供了依据; 图 6 为“ L_r 、 C_p 已知, 选择 C_s 值和开关管容量”提供了依据。

2.3 最大频率

根据由电路的工作过程计算出的各个阶段持续时

间可以得到: 当 $t_{45}=0$ 时所对应的周期为二极管箝位模式的最小周期 T_{min} , 即:

$$T_{min} = 2(t_{01} + t_{12} + t_{23} + t_{34}) \quad (23)$$

将式(23)所对应的最大频率以 L_r 、 C_s 的固有谐振频率进行归一化得到 f_{s_norm} , 其关系曲线如图 7 所示。

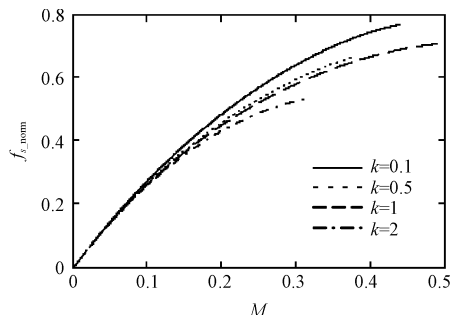


图 7 f_{s_norm} 与 M 的关系曲线

将式(23)所对应的最大频率以 L_r 、 C_p 的固有谐振频率进行归一化可得到 f_{p_norm} , 其关系曲线如图 8 所示。

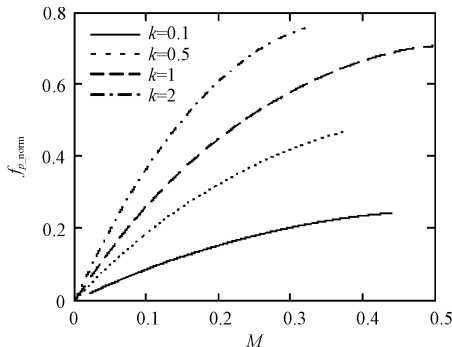


图 8 f_{p_norm} 与 M 的关系曲线

由图 7、图 8 可知, k 相同时, 最大频率随着 M 的增大而增大。图 7、图 8 为设计变流器的工作频率提供了依据, 也为已知工作频率限制条件, 选择合适的 C_p 、 C_s 值提供了条件。由图 7 可知, 在 C_s 已知的条件下, 在同一 M 值下, k 值的变化对最大工作频率影响不大。由图 8 可知, C_p 已知的条件下, 对于同一 M 值, k 值越小则最大工作频率越小, 工作于二极管箝位模式的频率范围越小。

2.4 负载计算

根据半个开关周期内输入、输出能量守恒关系可以得到:

$$\int_0^{T_s/2} V_{AB} i_L(t) dt = \frac{V_o^2}{R_o} \frac{T_s}{2} \quad (24)$$

式中 T_s —开关周期。

根据电路工作过程及 C_{s1} 、 C_{s2} 上电压变化可以得到半个周期内输入能量, 即:

$$\int_0^{T_s/2} V_{AB} i_L(t) dt = \frac{1}{2} V_{in} C_s [V_{Cs2}(t_4) - V_{Cs2}(t_0)] \quad (25)$$

根据式(17)、式(19)、式(25)可以得到负载值:

$$R_o = \frac{n^2 M^2 T_s}{C_s(1 - 4kM/(k+1))} = \frac{kn^2 M^2 T_s}{C_p(1 - 4kM/(1+k))} \quad (26)$$

在给定变压器参数和工作频率的情况下,由式(26)可以计算出二极管箝位模式的负载。在确定变压器变比 n 和开关周期 T_s 的前提下,负载值随着 k 的增大而增大。

3 参数选择

根据对电路特性的分析可知, k 值极大地影响着整个变流器的性能。为达到较大电压转换比, k 取值选择 0 或 1 附近,此时最大电压转换比接近 0.5。为使得工作过程的峰值电流较小,若 L_r 、 C_s 已知,根据图 5 可得,同一 M 值, k 值越大,对应的峰值电流越小,则 k 值应选择较大值,接近 1 的值会是比较好的选择;由图 6 可得,若 L_r 、 C_p 已知,同一 M 值对应的峰值电流越小, k 值越大;同时,图 5、图 6 为开关管容量的选择提供了依据。从工作频率范围考虑,由图 7 可得,若 L_r 、 C_s 已知, k 值的变化对最大工作频率影响不大;由图 8 可得,若 L_r 、 C_p 已知, k 值越大,最大工作频率越大,工作频率限制了 k 的范围。同时负载 R_o 随着 k 的增大而增大,负载大小限制了 k 的范围。因此, k 值的选择需要根据负载大小、工作频率和峰值电流综合考虑。

4 验证

为验证上述结果,本研究设计了输入电压 $V_{in} = 500$ V,输出电压 30 kV,满载输出电流 200 mA,工作频率不低于 20 kHz 的变流器。高频变压器的主要参数如下: $L_r = 8.2 \mu\text{H}$, $C_p = 1.24 \mu\text{F}$, $n = 171$;选择 $C_s = 2 \mu\text{F}$ 。可得 $k = 0.62$, $M = 0.35$,根据式(23)可得 $T_{min} = 40 \mu\text{s}$,满足要求。根据式(21)、式(22)可得峰值电流为 108 A,根据式(26)可得负载 $R_o = 150 \text{k}\Omega$,即满足要求。在本研究中,采用上述变压器和谐振参数,负载设定为 $150 \text{k}\Omega$,工作频率 25 kHz,通过仿真可得到相应波形,如图 9 所示。

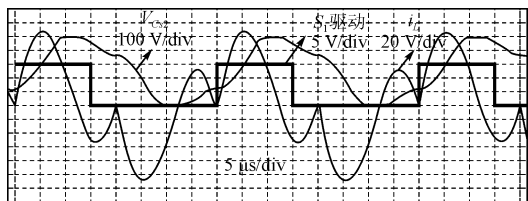


图9 电感电流与 C_2 电压波形

由图 9 可知,变流器工作于二极管箝位模式,且具有零电流开通的特性,其工作频率为 25 kHz,峰值电流为 108 A。

5 结束语

在考虑变压器寄生参数(特别是变压器副边的匝间电容)的前提下,本研究对该电路工作于二极管箝位模式的各个过程进行了详细分析。通过数学推导,得到了电路各个过程电压电流关于电压转换比以及并联与串联电容比的表达式,并通过相应的分析,得到了电路在二极管箝位模式下的特性。不同的电压转换比 M 和并联与串联电容比 k 、变流器峰值电流、开关频率、负载条件等的特性分析,为变流器设计提供了理论依据。

参考文献(References):

- [1] GRASS N, HARTMANN W, KLOCKNER M. Application of different types of high-voltage supplies on industrial electrostatic precipitators[J]. **Industry Applications, IEEE**, 2004,40(6):1513-1520.
- [2] BOWLES E E, CHAPELLE S, FERGUSON G X, et al. A High Power Density, High Voltage Power Supply for a Pulsed Radar System[C]//Power Modulator Symposium Conference. Costa Mesa: IEEE,1994:170-173.
- [3] DEVINE P W, LEFLEY P W. A novel prototype design for a transformer for high voltage, high frequency, high power use[J]. **IEEE Transactions on Power Delivery**,2001,16(1):89-98.
- [4] TAKANO H, HATAKEYAMA T, GAMAGE L, et al. Novel Digital Control Topology of a High Power Resonant DC-DC Converter for X-ray High-voltage Applications[C]//Proceedings of the Power Conversion Conference. Nagaoka: IEEE,1997(2):1013-1018.
- [5] LIPPINCOTT A C, NELMS R M. A capacitor-charging power supply using a series-resonant topology, constant on-time/variable frequency control and zero-current switching[J]. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 1991, 38(6):438-447.
- [6] 刘军,官威,石健将,等.高压静电除尘用电源调压特性分析[J]. **高电压技术**,2009,35(2):344-349.
- [7] WOLF M, POKRYVAILO A. High voltage resonant modular capacitor charger systems with energy dosage[C]//IEEE International Pulsed Power Conference. Monterey: IEEE, 2007:1029-1032.
- [8] GOREN J, KURCHIK B. Control Methods of Half-bridge Capacitor Voltage Clamped Series Resonant Converter[C]//Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems. Singapore: IEEE,1995:232-237.
- [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.

[编辑:张翔]