

# 双向对称型 LLC 谐振变换器参数优化分析

李树娟 张振国 叶玉曜 邓得洋

(上海理工大学 光电信息与计算机工程学院 上海 200093)

**摘要:** 针对一种对称型双向 LLC 谐振变换器进行原理分析以及参数优化设计,可降低功率开关器件通断时产生的损耗。首先采用基波近似(FHA)的方法分析了变换器的工作原理,得出变换器的直流增益特性曲线。通过分析负载情况以及寄生参数对开关管 ZVS 和 ZCS 特性的影响,设计合理的品质因数和谐振参数,以确保负载变化范围内变换器不会进入容性工作区域。最后在 saber 仿真软件下搭建双向 LLC 谐振变换器仿真模型,通过仿真结果与理论分析的分析对比,验证了参数优化设计的可行性和准确性。

**关键词:** 双向 LLC 谐振; FHA; saber 仿真; 优化设计

**中图分类号:** TM433; TN702 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

## Parameter optimization and analysis of symmetrical bidirectional LLC resonant converter

Li Shujuan Zhang Zhenguo Ye Yuyao Deng Deyang

(School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

**Abstract:** This paper mainly designs a bidirectional LLC resonant converter with symmetrical structure about the analysis of theory and optimization design of parameters to reduce the loss of power switching. Firstly, the operating principle of the converter is analyzed by the approach of fundamental component method(FHA) to obtain the DC voltage gain versus. The paper also analyses the impact of load and parasitic parameters on ZVS and ZCS of power switches. A reasonable quality factor and resonant parameters are designed to ensure that the converter will not enter the capacitive working area. Finally, the simulation model of bi-directional LLC resonant converter is built in the saber simulation software, and the feasibility and accuracy of the parameter optimization design are verified by the simulation results and theoretical analysis.

**Keywords:** bidirectional LLC resonant; FHA; saber simulation; optimization design

## 1 引言

目前全球范围内资源正日益枯竭,环境污染问题也日趋严重,新能源技术的改进就变得迫在眉睫。传统的单向 DC/DC 拓扑结构中由于变压器副边功率二极管的存在,能量只能从原边传输到副边。在电力电子技术领域,由于双向 DC/DC 变换器可以实现能源的双向流动<sup>[1]</sup>,已经广泛应用于电动汽车、智能电网、太阳能供电系统以及航空航天等领域。近几年来,国内外学者对双向 DC/DC 变换的拓扑结构以及控制方法的研究,推动了直流变换技术的不断发展与进步,使其朝着更高效率、高功率密度以及高可靠性的方向不断发展。在软开关技术中,LLC 谐振变换器可以实现逆变开关的零电压开通(ZVS)与整流开关的零电流关断(ZCS),在减少功率开关管的损耗、提高功率密度以及提升

电磁兼容性能方面取得了巨大进步。目前,LLC 谐振技术已在各种单向 DC/DC 变换器中得到广泛应用,而且技术研究也越来越成熟<sup>[2]</sup>。

本文在非对称双向全桥谐振变换器的基础上研究分析了一种对称型双向谐振变换器,并进行了参数优化设计,减少开关器件的损耗,以提高变换器的效率。该变换器结构完全对称,正反向工作时开关器件都具备软开关特性。

## 2 双向 LLC 变换器工作原理

### 2.1 拓扑结构

本文研究的双向 LLC 谐振变换器采用一次侧和二次侧完全对称的全桥结构,图 1 为其拓扑结构。图中,电路正向运行的方向为能量由电源  $V_1$  传输到电源  $V_2$ ,实现降压变换;反向运行方向为能量由电源  $V_2$  传输到电源  $V_1$ ,实现升

压变换<sup>[3-6]</sup>。为了保证变换器两侧结构完全对称,二次侧谐振网络归一化后的参数值设计为与一次侧对应相等。

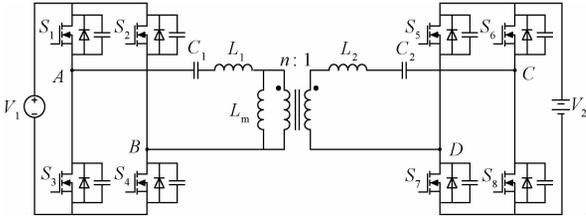


图 1 对称型双向 LLC 谐振变换器拓扑结构

## 2.2 工作模式

双向全桥 LLC 谐振变换器工作在频率范围  $f_m < f_s < f_r$  时,原边功率开关管可实现 0 电压开关,同时由于励磁电感在某一部份会加入谐振,使得副边二极管在电流为 0 时立即关断,能降低能量在整流二极管上产生的损耗。变换器工作频率在  $f_m < f_s < f_r$  时的工作波形如图 2 所示。

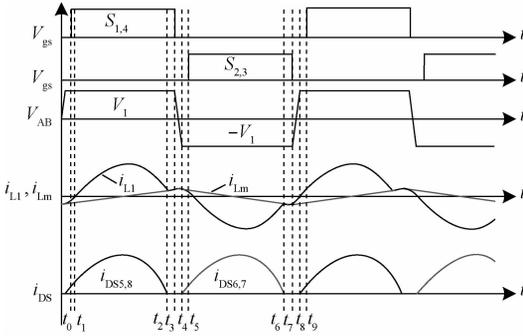


图 2 双向 LLC 谐振变换器主要工作波形

下面以半个周期为例详细描述变换器的具体工作过程。

1) 模式 1 [ $t_0, t_1$ ]:  $t_0$  时刻  $S_1$  和  $S_3$  开始导通,电感电流  $i_{L1}$  为负,通过二极管  $D_1$ 、 $D_4$  续流, $S_1$  和  $S_3$  为 0 电压导通。此时 A、B 两点的电压为正,  $i_{L1}$  开始增加。变压器副边二极管  $D_5$ 、 $D_8$  导通,  $L_m$  被副边电压钳位,  $i_{Lm}$  开始线性增加。  $t_1$  时刻,  $i_{L1}$  从负上升到 0,  $D_1$ 、 $D_4$  关断,此后电流流经  $S_1$ 、 $S_3$ 。

2) 模式 2 [ $t_2, t_3$ ]:  $t_2$  时刻,  $i_{L1} = i_{Lm}$ , 励磁电感  $L_m$  开始参与谐振过程。此时由于原副边没有能量传递,副边电流  $i_{L2}$  下降为 0,整流二极管  $D_5$ 、 $D_8$  实现 ZCS 关断。

3) 模式 3 [ $t_3, t_4$ ]:  $t_3$  时刻  $S_1$  和  $S_3$  关断,电路进入死区时间。电感电流  $i_{L1}$  开始对开关管的输出电容  $C_{S1}$ 、 $C_{S3}$  充电,同时将电容  $C_{S2}$ 、 $C_{S4}$  放电至 0 电压。充放电完毕后 A、B 两点的电压由  $V_1$  变为  $-V_1$ 。

4) 模式 4 [ $t_4, t_5$ ]:  $t_4$  时刻电容  $C_{S1} \sim C_{S3}$  充放电完全,电感电流  $i_{L1}$  通过二极管  $D_2$ 、 $D_3$  续流。副边二极管  $D_6$ 、 $D_7$  导通,  $S_1$  和  $S_3$  导通过程结束,换由  $S_2$  和  $S_4$  导通工作。  $t_5$  时刻,  $S_2$  和  $S_4$  零电压导通。

前述的 4 个工作阶段为前半个周期,后半个周期 [ $t_5,$

$t_9$ ] 与前半个周期相对应,这里不再详细分析。

## 3 参数优化设计分析

### 3.1 谐振变换器特性分析

利用基波等效变换法 (FHA) 对谐振变换器进行分析<sup>[7]</sup>,得到的交流等效电路如图 3 所示。  $v_{AB}$ 、 $v_{CD}$  分别为 AB 和 CD 两点电压的基波分量;  $R_{eq}$  为耦合到一次侧的交流等效负载,  $R_{eq} = 8R_o/\pi^2$ , 其中,  $R_o$  为输出负载。

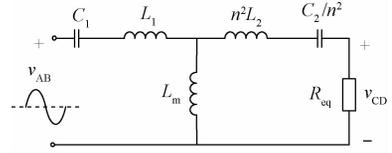


图 3 双向对称全桥 LLC 谐振变换器等效电路

根据图 2 的分析,可以得到电路的传递函数为:

$$H_r(j\omega_s) = \frac{v_{CD1}}{v_{AB1}} = \frac{Z_m // (Z_2 + R_{eq})}{Z_1 + Z_m // (Z_2 + R_{eq})} \cdot \frac{R_{eq}}{Z_2 + R_{eq}} \quad (1)$$

式中:  $\omega_s$  为开关角频率。可得变换器的增益表达式为:

$$M(\omega_n) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{k\omega_n^2}\right)^2 + \left(\frac{Q}{k}\right)^2} \left((2k+1)\omega_n - \frac{2k+2}{\omega_n} + \frac{1}{\omega_n^3}\right)^2} \quad (2)$$

式中: 归一化频率  $\omega_n = \omega_s/\omega_1$ ,  $Z_0 = \sqrt{L_1/C_1}$  为特征阻抗,  $Q = Z_0/R_{eq}$  为品质因数。

根据式(2)可以用 MATLAB 画出变换器不同负载下增益曲线,如图 4 所示。

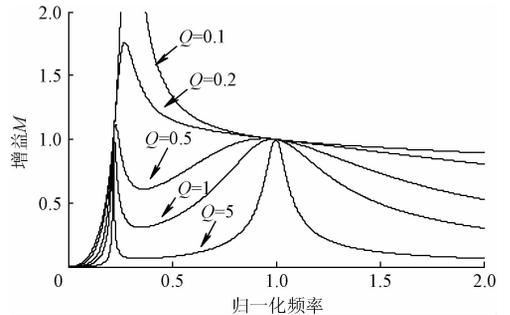


图 4 不同负载下的增益曲线

由图 4 可看出,所有的增益曲线在归一化频率  $f_n$  处都有相同的增益值,且增益值均为 1。因此,当变换器工作于谐振频率时,负载的变化并不影响输出电压,而且工作在谐振频率附近时,输出电压受负载变化影响很小。

### 3.2 变换器软开关实现条件

变换器在负载变化以及寄生参数的影响下会失去逆变开关的零电压导通条件<sup>[8]</sup>。负载的变化会引起驻点频率的

变化,所以在设计谐振参数时需保证在负载最大的条件下,变换器工作区域不会进入容性状态。下面将具体分析负载情况以及寄生参数对逆变开关 ZVS 条件的影响<sup>[9]</sup>。

1) 负载变化对 ZVS 条件的影响

输入阻抗恰好呈阻性(取阻抗公式虚部为 0)时,可得到一定负载条件下的输入阻抗驻点频率为:

$$f_R = \sqrt{\frac{Q^2 - k - k^2 + \sqrt{(Q^2 - k - k^2)^2 + 4k^2 Q^2}}{2Q^2}} \quad (3)$$

以及一定频率下的最大品质因数为:

$$Q_R = \sqrt{\frac{k}{1 + f_n^2} - \frac{k^2}{f_n^2}} \quad (4)$$

将式(3)和(4)代入归一化直流电压增益当中,得到实际负载条件下归一化电压增益曲线的容性区域和感性区域分界线。因此,为保证逆变开关的零电压开通所不能超过的最大电压增益为:

$$M_R = \frac{f_n}{\sqrt{f_n^2(1+k) - k}} \quad (5)$$

取该增益为变换器工作的最大增益,则由式(5)得到最小工作频率为:

$$f_{n,\min} = \sqrt{\frac{k}{k + k(1 - M_{\max}^2)}} \quad (6)$$

将式(6)代入到临界品质因数当中,得到需要最大增益条件下的品质因数最大值为:

$$Q_{\max} = \frac{k}{M_{\max}} \sqrt{\frac{1}{k} + \frac{M_{\max}^2}{M_{\max}^2 - 1}} \quad (7)$$

当确定最大电压增益之后,品质因素不能超过式(7)的值,即保证最重负载条件下变换器不会因为开关频率降低而进入容性区域,一般情况下设计品质因数时需要考虑一定的裕量。

2) 寄生参数对 ZVS 条件的影响

在利用基波分析法分析电路时,已将逆变开关的寄生电容忽略而并没有考虑其影响。但实际上,由于存在死区时间,功率开关在换流时,开关输出电容在谐振电流的作用下充放电,才能使体二极管导通,如图 5 所示。完全充放电过程是在死区时间内完成的。图中  $C_g$  为 B 点与输入电源之间的寄生电容,因此功率开关的输出电容对 ZVS 条件限制也需要考虑。

在变换器工作于谐振频率时的情况中,功率开关换流时谐振电流可近似认为等于励磁电流峰值且在死区时间内保持不变,则换流过程当中对输出电容充放电电流大小为<sup>[10-12]</sup>:

$$I_{Lmp} = \frac{nV_2 T_s}{4L_m} \quad (8)$$

考虑到输出电容电压最大值为  $V_1$ ,则得到功率开关输出电容放电过程时的 ZVS 限制条件为:

$$I_{Lmp} t_d > (4C_{DS} + C_S) V_1 \quad (9)$$

即可得到:

$$L_m < \frac{T_s t_d}{4(4C_{DS} + C_S)} \quad (10)$$

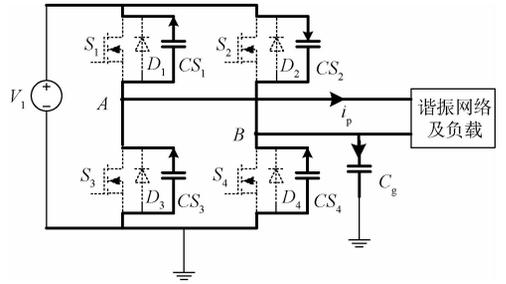


图 5 死区时间内输出电容充放电过程

由此可见在设计谐振参数时,要考虑励磁电感的上限值,以确保在功率开关输出电容的影响下可以实现其 ZVS 开通。

3.3 参数分析与设计

谐振变换器的优化设计过程中,需要考虑在满足增益和一定频率范围的条件下,设计谐振网络参数  $L_1/L_2, C_1/C_2, L_m$  以及变压器变比  $n$ 。

为了保证变换器在正向运行时工作在第一谐振频率处,所以变压器变比  $n$  为:

$$n = \frac{V_1}{V_2} \quad (11)$$

增大励磁电感  $L_m$  能够有效地减小流过逆变开关器件的电流有效值,达到降低变换器开关损耗的目的。为了使功率开关管工作在 ZVS 状态,且考虑到死区时间内开关管输出电容的充放电过程以及寄生参数的影响,根据式(10)取励磁电感值为:

$$L_m = \frac{T_s t_d}{4(4C_{DS} + C_S)} \quad (12)$$

空载情况下需要得到最小电压增益时电感系数所需满足的条件为<sup>[13]</sup>:

$$k > \frac{1 - G_{f\min}}{G_{f\min}} \frac{f_{n\max}^2}{f_{n\max}^2 - 1} \quad (13)$$

$k$  的取值不宜过大。 $k$  值过大时,增益曲线在第一谐振频率附近斜率会很大,而且在确定好谐振值之后励磁电感值会很小,导致流过功率开关的电流峰值变得很高。因而电感系数  $k$  的取值应当折中考虑。综合其它参数的考虑,本文取  $k$  值为 15。根据求得的  $k$  值和  $L_m$  值进而计算得到谐振电感  $L_1$  的值:

$$L_1 = kL_m \quad (14)$$

功率开关器件的驱动信号采用占空比为 0.5 的方波电压,开关频率为  $f_s$ ,而谐振频率取值与开关频率相等。由谐振频率公式计算谐振电容的值为:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f^2 L_1} \quad (15)$$

4 仿真分析

为了验证本文参数分析设计的合理性,结合上文中的分析和参数设计过程,表 1 给出 1 kW 电源的变换器设计

参数值,实现 400 V/48 V 变压。通过 saber 软件搭建仿真模型,仿真得到变换器的各部分电压电流波形,以便分析变换器的工作特性和性能。

表 1 变换器主要参数指标

参数/单位	数值
谐振电感 $L_1, L_2/\mu\text{H}$	55.1, 0.861
谐振电容 $C_1, C_2/\mu\text{F}$	0.289, 18.5
励磁电感 $L_m/\mu\text{H}$	826
开关频率 $f_s/\text{kHz}$	100
变压器变比 $n$	25 : 3
死区时间 $t_{\text{dead}}/\mu\text{s}$	0.2

由于本文分析的双向 LLC 谐振变换器结构完全对称,正反双向具有相似的工作特性,这里只对正向运行的相关工作情况进行仿真。正向运行时, $S_1, S_1$  和  $S_2, S_2$  两组功率开关管轮流导通且保持脉冲宽度一致,副边功率管保持为关断状态。图 6 为正向运行时功率管 MOSFET 的端电压  $V_{\text{SI}}$  和电流  $I_{\text{SI}}$  波形。

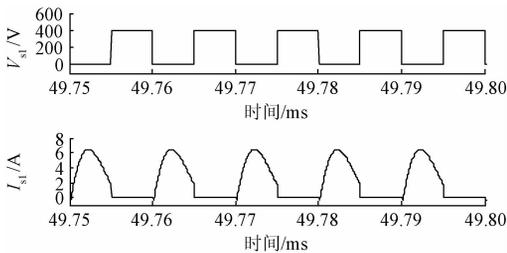


图 6 MOSFET 端电压和电流波形

从图 6 可以看出 MOSFET 在零电压时开通,在零电流时关断,具有 ZVS 和 ZCS 特性,符合变换器参数优化的要求,能够减少变换器在开关管上的功率损耗。图 7 为正向运行时的电压输出波形,从图 7 中可以看出,输出电压从 0 开始上升,最后稳定在 48 V 左右,满足变换器电压输出要求。

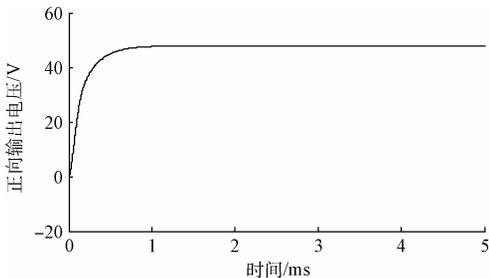


图 7 输出电压波形

## 5 结 论

本文提出了一种对称结构的双向全桥 LLC 谐振变换

器的优化设计方法。首先分析了变换器半个周期内的工作模式,并给出直流电压增益与开关频率的关系。通过分析负载情况以及寄生参数对开关管 ZVS 的影响,合理设计谐振参数,并导出优化的设计参数。从理论分析以及仿真结果可以证实该变换器双向运行的一致性,逆变开关和整流开关均可实现 ZVS 和 ZCS,降低开关损耗,从而提高变换器的效率。

## 参考文献

- [1] 武琳, 刘志刚, 洪祥. 隔离式双向全桥 DC-DC 变换器的功率控制特性比较与分析[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 179-187.
- [2] 胡海兵, 王万宝, 孙文进, 等. LLC 谐振变换器效率优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18): 48-56.
- [3] TAN K, YU R, GUO S, et al. Optimal design methodology of bidirectional LLC resonant DC/DC converter for solid state transformer application[C]. Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE. IEEE, 2014: 1657-1664.
- [4] FENG W Y, LEE F C, MATTAVELLI P. Optimal trajectory control of burst mode for LLC resonant converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 457-466.
- [5] CHEN W, RONG P, LU Z. Snubberless bidirectional dc-dc converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switching loss [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(9): 3075-3086.
- [6] ZHU L. A novel soft-commutating isolated boost full-bridge ZVS-PWM DC-DC converter for bidirectional high power applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(2): 422-429.
- [7] 蔡莹莹, 王聪, 王艳秋. 一种高频隔离 LLC 谐振双向直流变换器的实现[J]. 电力电子技术, 2014, 48(6): 51-52.
- [8] 陈威, 吕征宇. 第四类 LLC 谐振变换器模块功能准同构拓扑探求及变形研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(9): 35-42.
- [9] 刘秉安. 基于 ZVS-PWM 功率变换器的设计与制作[J]. 国外电子测量技术, 2013, 32(1): 46-48.
- [10] 刘帅, 韦莉, 张逸成, 等. 耦合电感式新型交错 Boost 软开关变换器研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2014, 28(12): 1340-1347.

(下转第 75 页)