

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2416779

# 高效率全桥 LLC 谐振变换器参数设计研究<sup>\*</sup>

王伟健 李鑫 张文雅

(南京理工大学紫金学院电子工程与光电技术学院 南京 210023)

**摘要:** 提出了一种全桥 LLC 谐振变换器的参数设计方法,设计参数包括变压器原边励磁电感、谐振电感、谐振电容,以及变压器原副边匝比。通过该设计方法,能够在获得较大励磁电感的同时高可靠地实现原边开关管的零电压开通(ZVS),降低开关器件的损耗,提高变换器效率。此外,可以通过提出的绘制电压增益特性曲线簇的方法,直观高效地确定电感系数  $K$  和品质因数  $Q$ ,优化了参数设计。同时,对电感系数  $K$  对变换器效率的影响进行了理论分析和实验研究。最后,实物样机上 200 W 的实验结果验证了该参数设计方法以及相关理论研究的正确性和有效性。

**关键词:** LLC 谐振变换器;参数设计;ZVS;电压特性曲线簇

**中图分类号:** TM46;TN710.2 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

## Research on parameter design of high efficiency full bridge LLC resonant converters

Wang Weijian Li Xin Zhang Wenya

(Nanjing University of Science and Technology Zijin College, School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing 210023, China)

**Abstract:** A parameter design method for a full bridge LLC resonant converter is proposed, which includes magnetic inductance, resonant inductance, resonant capacitance and transformer primary to secondary side turn ratio. Through this design method, zero voltage switching (ZVS) of the primary side switching tube can be achieved effectively while obtaining a larger magnetic inductance, which means the reduced losses of the switching devices and higher converter efficiency. Moreover, the proposed method of drawing voltage gain characteristic curve clusters can intuitively and efficiently determine the inductance coefficient  $K$  and quality factor  $Q$ , optimizing parameter design. Meanwhile, theoretical analysis and experimental research are conducted on the influence of inductance coefficient  $K$  on the efficiency of the converter. Finally, the correctness and validity of this parameter design method and related theoretical research are verified by the 200 W experimental results of on a full bridge LLC prototype.

**Keywords:** LLC resonant converter; parameter design; ZVS; voltage gain characteristic curve clusters

## 0 引言

能源在电力领域中能否高效利用与电能产生、电能传输、电能分配,以及电能变换息息相关。作为电能变换环节的核心,电力电子变换器的高效与否会对能源的利用率有着重大影响。因此高效率电力电子变换器在电力领域备受关注。

随着电力电子技术的高速发展,电力电子变换器逐渐多样化。其中能够实现原边开关管在宽电压和全负载范围内零电压开通和副边整流二极管零电流关断(zero current switching, ZCS)软开关技术<sup>[1-4]</sup>的 LLC 谐振变换器在对效率要求较高的场合得到了广泛关注和应用。LLC 谐振变

换器的高效率高性能运行不仅是提高能源利用率的关键,更是电能变换系统稳定运作的保证。

在对 LLC 谐振变换器的研究中,参数设计是重中之重,是变换器实现特定目标输出和稳定高效运行的基础和关键。针对 LLC 谐振变换器的参数设计,相关学者开展了一些研究<sup>[4-9]</sup>。文献[4]根据绘制的电压增益曲线研究了电感系数  $K$  和品质因数  $Q$  对变换器电压增益的影响,并提出了  $K$  和  $Q$  的相应设计方法。文献[5]采用控制变量法对不同  $K$  和不同  $Q$  下的增益曲线进行了分析,得到了开关器件的软开关条件,完成了参数设计。文献[6]采用计算机仿真技术对参数设计进行了优化,使得开关管和变压器的损耗得到降低。文献[7]在参数设计过程中,根据固定  $K$  不同

收稿日期:2024-09-02

<sup>\*</sup> 基金项目:南京理工大学紫金学院 2024 年度校级科学研究项目(2024ZRKX0401007)资助

Q 下的增益曲线,确定了满足增益要求的 Q 值范围,并折中选取进行参数设计。文献[8]研究了负载变化对开关器件软开关的影响,对谐振电感、谐振电容,和变压器的参数进行了优化设计。文献[9]详细研究了变换器原边开关管软开关实现的条件,给出了简洁的判别依据,简化了参数设计流程。但是上述的参数设计方法研究存在一些不完善:1)文献[4-7]均采用的是电感系数  $K$  和品质因数  $Q$  中单独一个变量不变,另一个变量改变而获取的电压增益特性曲线来作为  $K$  和  $Q$  的取值判断依据,然后折中选取。 $K$  和  $Q$  对变换器电压增益均有影响,这样不便于满足电压增益峰值需求,且取值手段不直观,给实际设计过程中带来了一定的不便;2)虽然文献[8-9]涉及了  $K$  值取值大小对变换器效率的影响,但是主要集中在励磁电感改变引起的  $K$  值变化对效率的影响,并没有谐振电感不同引起的  $K$  值变化对变换器效率影响方面的研究,不够全面;3)上述文献[2]和文献[5-9]虽然均给出了较为详细的 LLC 变换器参数设计方法,但是并没有对参数取值的依据进行总结归纳,使得参数设计依据不直观化。

针对上述参数设计方法研究的不完善之处,提出一种基于绘制电压增益特性曲线簇的参数优化设计方法,较上述文献中的参数设计方法研究,进行了如下的 3 点改善:1)用满载下  $K$  和  $Q$  的乘积替代其中一个变量,利用工程软件 MathCad 绘制  $K$  和  $Q$  同时变化的电压增益特性曲线簇,可以直观地选取满足 ZVS 工作区域和符合电压增益需求的单条电压增益特性曲线,从而根据该特性曲线,能够简单便捷直观地确定电感系数  $K$  和品质因数  $Q$ ,对参数设计过程进行了一定的优化;2)对一定条件下,因谐振电感取值不同造成的  $K$  值不同对变换器效率的影响进行了理论分析,并进行了实验验证;3)通过对现有理论的分析以及所提出的理论的研究,明确给出了参数设计过程中各重要参量的取值依据,清楚地表明了参数设计的每一步的依据是什么,使得设计过程有理可依,更加清晰化。

此外,通过该设计方法,可以将开关管的关断电流、死区时间,以及寄生电容等参数融入参数设计过程中,保证原边开关管 ZVS 的实现。并且能够在满足目标条件的前提下,获得较大的励磁电感,在一定程度上降低开关管关断电流、谐振电流有效值、开关管电流有效值,以及整流二极管电流有效值,实现较小的开关器件损耗,提高变换器效率。

最后,全桥 LLC 谐振变换器样机的 200W 实验验证了该参数设计方法的有效性以及相关理论研究的正确性。

## 1 全桥 LLC 变换器基本理论分析

对全桥 LLC 谐振变换器基本电路拓扑、关键参量及其表达式、软开关实现条件、电压增益特性,以及原、副边 RMS 电流和开关管关断电流进行分析,给出参数设计核心依据 1~10。这 10 项依据分别在每项依据具体内容的最后给出了标注,一一对应,如:参数依据 1 具体内容描述的

最后添加了“(参数设计依据 1)”的标注。

其中依据 1~9 是基于 LLC 谐振变换器的现有理论得出的。依据 10 基于的理论是在本文提到的已有研究的基础上进行的补充改进,最后通过实验验证了其正确性。这里对这些参数依据进行了总结归纳并且加以了更加清晰客观的表述,使得参数设计过程更加有理可依,更加清晰。

### 1.1 全桥 LLC 变换器基本电路拓扑

图 1 所示为全桥 LLC 谐振变换器电路拓扑。 $L_r$  为谐振电感, $C_r$  为谐振电容, $L_m$  为变压器原边励磁电感,三者构成了谐振腔。直流输入电压  $V_{in}$ ,直流输出电压  $V_o$ ,谐振腔输入电压  $v_{AB}$ 。 $R$  为负载电阻。变压器原副边匝比为  $N:1$ 。实际情况下,谐振电感  $L_r$  包含了变压器原边的漏感<sup>[10]</sup>,实际应用中在绕线和制作谐振电感这一磁性元件时需要考虑到这点。

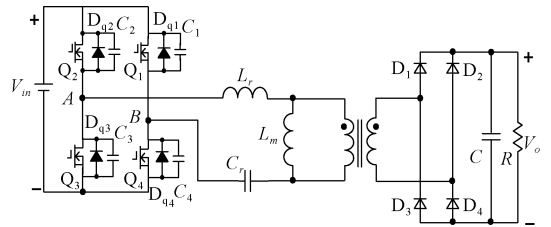


图 1 全桥 LLC 谐振变换器电路拓扑

Fig. 1 Topology of full bridge LLC resonant converter

### 1.2 全桥 LLC 变换器关键参量及其表达式

LLC 谐振变换器有两个谐振频率  $f_r$  和  $f_m$ <sup>[11]</sup>,表达式分别如式(1)和(2)所示。

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

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

为避免混淆以及便于后续参数设计过程的说明解释,作如下定义:

1)谐振变换器电压增益为  $G$ ,有如下关系:

$$V_o = \frac{1}{N} G V_{in} \quad (3)$$

2)电感系数  $K$ ,表达式如式(4)所示。

$$K = L_m / L_r \quad (4)$$

3)品质因数  $Q$ ,表达式如式(5)所示。其中是  $R_{Eq}$  是变压器副边等效到到原边的等效电阻,表达式为  $R_{Eq} = 8N^2 R / \pi^2$ 。

$$Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_{Eq}} \quad (5)$$

4)归一化频率为  $f_n$ ,表达式如式(6)所示,其中  $f_s$  为开关管的开关频率。

$$f_n = f_s / f_r \quad (6)$$

结合基波分析法(fundamental harmonic approximation, FHA)<sup>[12-13]</sup>得到全桥 LLC 谐振变换器等效电路以及

式(3)~(6)可以得到全桥 LLC 变换器电压增益  $G$  表达式,如式(7)所示。

$$G = \frac{1}{\sqrt{(1 + \frac{1}{K} - \frac{1}{Kf_n^2})^2 + (f_n - \frac{1}{f_n})^2 \cdot Q^2}} \quad (7)$$

### 1.3 开关器件软开关实现条件

分析总结实现变换器原边开关管 ZVS 和副边整流二极管 ZCS 的基本条件。

#### 1) 原边开关管 ZVS 实现条件

变换器工作于开关管  $Q_1$ 、 $Q_3$  关断的死区时间内时,每个开关管可以等效为各自的结电容,等效电路如图 2 所示。其中  $Z_i$  为谐振腔的输入阻抗,  $i_{Lr}$  为谐振电流。当  $Z_i$  为感性时,  $v_{rs}$  超前于  $i_{Lr}$ 。在  $Q_1$ 、 $Q_3$  导通  $Q_2$ 、 $Q_4$  关断期间,  $Q_2$ 、 $Q_4$  的结电容  $C_2$ 、 $C_4$  在外电压的作用下带有电荷,当  $Q_1$ 、 $Q_3$  关断后,谐振电流  $i_{Lr}$  (关断电流) 在死区时间  $t_{dead}$  内给  $C_1$ 、 $C_3$  充电,给  $C_2$ 、 $C_4$  放电,如若充放电完毕,开通信号来之前  $Q_2$ 、 $Q_4$  两端电压已经为零,便实现了 ZVS。反之,当谐振腔呈容性时,无法实现 ZVS。  $Q_2$ 、 $Q_4$  导通到关断同理。

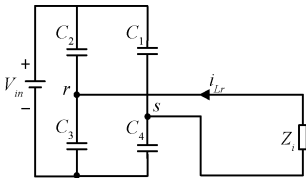


图 2  $Q_1$  和  $Q_3$  关断死区时间内变换器等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of the converter during the dead time when  $Q_1$  and  $Q_3$  are turned off

谐振腔呈感性是实现原边开关管 ZVS 的基本条件。死区时间  $t_{dead}$  足够长,而死区内  $i_{Lr}$  太小,则无法完成对结电容的充放电,那么 ZVS 丢失;死区内  $i_{Lr}$  太大但是死区时间太短同样会造成 ZVS 失效。

因此为确保实现原边开关管的 ZVS,在保证谐振腔感性的同时,必须综合考虑开关管死区时间、开关管关断电流,以及开关管寄生电容的大小(参数设计依据 1)。

#### 2) 软开关工作区域

为实现原边开关管的 ZVS,变换器应当工作 ( $f_m < f_s \leq f_r$ ) 或 ( $f_s > f_r$ ) 开关频率范围内<sup>[14]</sup>,谐振腔呈感性,具体描述如下:

(1)  $f_m < f_s \leq f_r$ :原边开关管实现 ZVS,副边整流二极管实现 ZCS 且没有反向恢复问题;

(2)  $f_s > f_r$ :原边开关管 ZVS 实现,副边整流二极管硬关断且存在反向恢复的问题。

通过 1.3 节分析可知,为实现变换器原边开关管 ZVS 和副边整流二极管 ZCS,开关管应工作于  $f_m < f_s \leq f_r$  频率段(参数设计依据 2)。

### 1.4 不同 $K$ 和 $Q$ 对变换器电压增益的影响

分析并总结电感系数  $K$  和品质因数  $Q$  对变换器电压

增益的影响规律。

#### 1) 品质因数 $Q$ 对电压增益的影响

$K=4$ ,  $Q$  不同时变换器的电压增益特性曲线如图 3 所示,存在以下重要特性:

(1) 开关频率等于谐振频率时,电压增益  $G$  始终等于 1,与  $Q$  值无关即与负载无关(参数设计依据 3);

(2)  $Q$  值越大即负载越重,电压增益越小,即满载下电压增益最小。为满足变换器增益要求,应确保满载下的增益足够大(参数设计依据 4)。

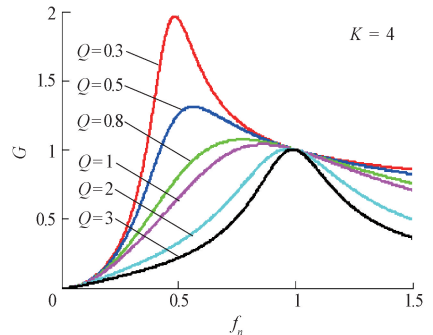


图 3  $Q$  不同时的电压增益特性曲线

Fig. 3 Voltage gain characteristic curve with different  $Q$  values

#### 2) 电感系数 $K$ 对电压增益的影响

图 4 给出了  $Q=0.3$ ,  $K$  不同时全桥 LLC 谐振变换器的电压增益特性曲线。分析可得:

(1) 当谐振频率和变换器所需最大电压增益一定时,  $K$  值越小,变换器实际工作频率范围越窄;  $K$  值越大,变换器实际工作频率范围越宽。实际工作频率范围越宽,会使得磁性元件的设计变得困难(参数设计依据 5);

(2) 当谐振频率一定时,相同的开关频率下,较小的  $K$  值可以获得更大的变换器电压增益(参数设计依据 6);

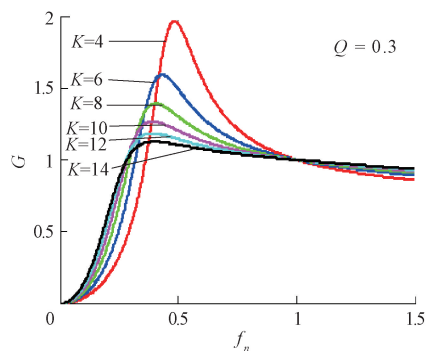


图 4  $K$  不同时的电压增益特性曲线

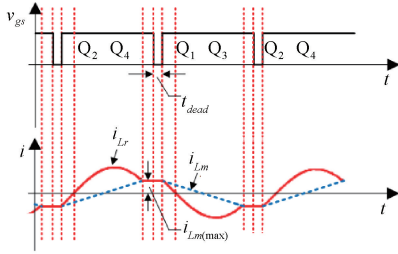
Fig. 4 Voltage gain characteristic curve with different  $K$  values

此外,结合图 3 和 4 电压增益特性可知,  $f_m < f_s \leq f_r$  频率段内电压增益特性曲线是单调递减的,即谐振点  $f_r$  处的电压增益是该频率范围内电压增益最小的工作点(参数设计依据 7)。

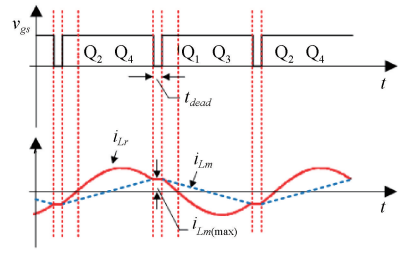
1.5 开关管关断电流及原副边电流有效值分析

1) 原边开关管关断电流

采用变频控制<sup>[15-16]</sup>的全桥 LLC 谐振变换器工作于  $f_m < f_s \leq f_r$  频率段时工作波形如图 5 所示, 其中  $v_{gs}$  为开关管的驱动信号。开关管关断的死区时间范围内谐振电流  $i_{Lr}$  与励磁电流  $i_{Lm}$  相等<sup>[17]</sup>。由于死区时间很短, 这段时间内可以认为原边开关管关断电流  $i_{Q,off}$  始终等于励磁电流峰值  $i_{Lm(max)}$ , 表达式如式(8)所示。其中  $T_r$  为谐振频率  $f_r$  所对应的谐振周期。  $V_d$  是副边整流二极管导通压降。



(a)  $f_m < f_s < f_r$  时的波形  
(a) Working waveforms when  $f_m < f_s < f_r$



(b)  $f_s = f_r$  时的波形  
(b) Working waveforms when  $f_s = f_r$

图 5  $f_m < f_s \leq f_r$  时工作波形

Fig. 5 Working waveforms when  $f_m < f_s \leq f_r$

$$i_{Q,off} = i_{Lm(max)} = \frac{N(V_o + 2V_d)T_r}{4L_m} \quad (8)$$

结合式(8), 变换器工作于  $f_m < f_s \leq f_r$  频率段时, 当输出电压一定, 变压器原副边匝比  $N$  以及谐振频率  $f_r$  确定后, 增大  $L_m$  有利于降低原边开关管的关断电流, 在一定程度上降低原边开关管的关断损耗, 提高效率(参数设计依据式(8))。

2) 原副边电流有效值

稳态时, 当  $f_s = f_r$ , 谐振电流  $i_{Lr}$  有效值  $I_{Lr,rms}$ 、原边开关管电流  $i_Q$  有效值  $I_{Q,rms}$ , 和副边整流二极管电流  $i_D$  有效值  $I_{DR,rms}$  表达式分别如式(9)~(11)所示<sup>[18]</sup>, 其中  $I_o$  为输出电流。

$$I_{Lr,rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi^2 I_o^2}{4N^2} + \frac{N^2 (V_o + 2V_d)^2}{16L_m^2 f_r^2}} \quad (9)$$

$$I_{Q,rms} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi^2 I_o^2}{4N^2} + \frac{N^2 (V_o + 2V_d)^2}{16L_m^2 f_r^2}} \quad (10)$$

$$I_{DR,rms} = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{\pi^2 I_o^2}{4} + \frac{5N^4 (V_o + 2V_d)^2}{48L_m^2 f_r^2} - \frac{N^4 (V_o + 2V_d)^2}{\pi^2 L_m^2 f_r^2}} \quad (11)$$

结合式(9)~(11), 当谐振频率  $f_r$  以及变压器原副边匝比  $N$  确定后, 对于特定的输出和负载, 随着  $L_m$  的增大, 谐振电流  $i_{Lr}$ 、开关管电流  $i_Q$  和整流二极管电流  $i_{DR}$  的有效值均减小, 可以实现开关器件的损耗的降低, 一定程度上提高变换器效率(参数设计依据式(9))。

1.6 K 取值对谐振电流和变换器效率影响分析

文献[8-9]表明了  $K$  值大小对变换器效率的影响, 但集中体现的是励磁电感不同导致  $K$  值变化对效率的影响, 缺少谐振电感变化引起  $K$  值改变对变换器效率影响的研究。此处将进行研究说明。

当谐振频率和励磁电感确定后, 谐振电感  $L_r$  和谐振电容  $C_r$  的值直接决定了谐振腔总阻抗的大小。综合式(1)和式(4), 谐振电感和谐振电容的串联总阻抗  $Z_{rp}$  表达式如式(12)所示。其中  $\omega$  为流过谐振腔的交流电流的角频率。

$$Z_{rp} = j\left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}\right) = jL_r \left(\omega - \frac{4\pi^2 f_r^2}{\omega}\right) \quad (12)$$

由式(12)可知, 当励磁电感和谐振频率确定后, 在不同的谐振腔交流电源输入频率(即不同的开关管开关频率)下, 谐振电感  $L_r$  取值增大即  $K$  值减小, 可以增大谐振腔的总阻抗, 降低谐振电流, 在一定程度上降低开关器件的通态损耗, 提高变换器效率(参数设计依据式(10))。

2 参数设计分析及步骤

参数设计方法主要是针对关键参数变压器原边励磁电感  $L_m$ 、谐振电感  $L_r$ 、谐振电容  $C_r$ , 以及变压器原、副边匝比  $N$  的设计。假设目标变换器设计指标如下:

- 1) 输入直流电压  $V_{in}$  范围:  $V_{inmin} \sim V_{inmax}$ ;
- 2) 输出电压:  $V_o$ ;
- 3) 额定功率:  $P$ ;
- 4) 死区时间:  $t_{dead}$ ;
- 5) 谐振频率:  $f_r$ 。

2.1 变压器原副边匝比  $N$  选取

为实现变换器原副边开关器件的软开关以及满足变换器最小增益要求, 根据参数设计依据 2, 变换器应工作于  $f_m < f_s \leq f_r$  频率段内, 且该频率段内的最小增益应小于等于变换器实际所需的最小增益(即最大输入电压对应的增益), 存在如式(13)关系式。

$$G_{min} \frac{1}{N} \leq \frac{V_o + 2V_d}{V_{inmax}} \quad (13)$$

式中:  $G_{min}$  是变换器工作于  $f_m < f_s \leq f_r$  频率段内最小小电压增益, 根据参数设计依据 3 和参数设计依据 7, 可得  $G_{min} = 1$ 。当副边输出电压一定时,  $N$  越大, 将导致变压器的磁损和铜损增加, 变换器效率受到影响。所以, 变压器匝

比  $N$  设计表达式如式(14)所示。为防止变换器工作到谐振点右边,  $N$  的实际取值会比计算值略微大一些,但不能大太多,否则变换器工作频率就偏离谐振点太远。

$$N = \frac{V_{inmax}}{V_o + 2V_d} \quad (14)$$

### 2.2 变压器原边励磁电感 $L_m$ 最大值确定

为满足变换器原边开关管的 ZVS, 根据参数设计依据 1, 需要综合考虑开关管死区时间、开关管关断电流, 以及开关管寄生电容的大小, 即死区时间  $t_{dead}$  内的开关管关断电流  $i_{Lm(max)}$  能够在死区时间段内完成 4 个开关管结电容的充放电, 即需符合以下关系式(15), 其中  $C_{eq}$  为开关管的等效结电容。

$$4 \times \frac{i_{Lm(max)}}{2} \times t_{dead} \geq 4 \times C_{eq} V_{in} \quad (15)$$

联立式(8)和(15)可以得到原边励磁电感的取值范围, 如式(16)所示。

$$L_m \leq \frac{t_{dead}}{8C_{eq}f_r} \quad (16)$$

根据参数设计依据 8 和参数设计依据 9, 谐振频率  $f_r$  以及变压器原副匝比  $N$  选取后, 励磁电感  $L_m$  的增大有利于降低开关器件的开关损耗, 提高变换器效率。因此在满足式(16)的前提下应该选取更大的励磁电感值。然而根据参数设计依据 6 和式(6), 更大的  $L_m$  会使得  $K$  变大, 从而可能导致变换器的电压增益不够大。因此, 这里选取满足式(16)的励磁电感的最大值作为设计起始值。针对电压增益不够大的情况, 需要适当降低励磁电感值。

式(16)中的等效结电容  $C_{eq}$  是通过实际所选开关管 datasheet 中  $C-V_{DS}$  曲线里的  $C_{oss}$  曲线来进行计算<sup>[19]</sup>。假设某一 MOSFET 的  $C_{oss}$  曲线如图 6 所示, 利用分段线性法, 将  $C_{oss}$  曲线与纵横两轴围成的部分分割成如图所示的  $n$  块区域,  $V_n$  取  $V_{inmax}$ , 等效结电容  $C_{eq}$  计算通式如式(17)所示。

$$C_{eq} = \frac{\frac{1}{2} \sum_{k=1}^n [(V_k - V_{k-1})(C_k + C_{k-1})]}{V_{inmax}} \quad (17)$$

### 2.3 满载电压增益特性曲线簇的绘制

绘制满载情况下电压增益特性曲线簇的目的是确定符合要求的  $K$  值和  $Q$  值。

依据参数设计依据 4, 满载时电压增益最小, 因此在最小输入电压满载情况下设计的最大电压增益足够大, 便可实现全电压范围和全负载范围内的电压增益满足设计要求。

当  $N$ 、 $f_r$  和  $L_m$  取值之后, 满载下, 联立式(1)、(4)、(5), 以及变压器副边等效到原边满载等效电阻  $R_{Euf} = 8N^2R_f/\pi^2$ , 可得  $K$  和  $Q$  乘积  $M_{KQ}$  的表达式如式(18)所示。其中,  $R_f$  是变换器满载负载。从表达式可以看出, 此时  $K$  和  $Q$  乘积  $M_{KQ}$  为一个固定值。

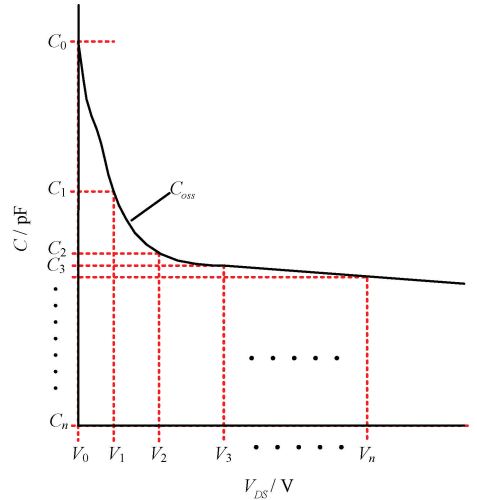


图 6 某一 MOSFET 的  $C_{oss}$  曲线

Fig. 6  $C_{oss}$  curve of a certain MOSFET

$$M_{KQ} = K \cdot Q = \frac{2\pi \cdot f_r \cdot L_m}{N^2 \cdot \frac{8}{\pi^2} \cdot R_{f1}} \quad (18)$$

考虑到  $K$  值和  $Q$  值对变换器性能的影响相互牵制, 为了更好地获得适合的  $K$  和  $Q$ , 可以将  $K$  用  $M_{KQ}/Q$  来表示, 将两个变量转换为一个变量, 化繁为简。将  $K = M_{KQ}/Q$  代入式(7), 可得只包含  $Q$  的电压增益表达式如式(19)所示。

$$G = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{\frac{M_{KQ}}{Q}} - \frac{1}{\left(\frac{M_{KQ}}{Q}\right) f_n^2}\right)^2 + \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2 \cdot Q^2}} \quad (19)$$

运用 MathCAD 软件绘制式(19)乘积  $M_{KQ}$  一定,  $K$  和  $Q$  同时变化的的满载电压增益特性曲线簇, 如图 7 所示。这一曲线簇是求取  $K$  值和  $Q$  值的基础。

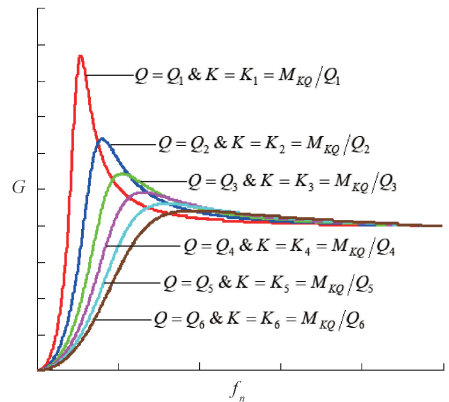


图 7 某一目标变换器的满载电压增益特性曲线簇

Fig. 7 Cluster of full load voltage gain characteristic curves of a target converter

### 2.4 电感系数 $K$ 和品质因数 $Q$ 的确定

最小输入电压对应的变换器实际所需的最大增益  $G_{dc\_max}$  可以通过式(20)计算获得:

$$G_{dc\_max} = \frac{N(V_o + 2V_d)}{V_{inmin}} \quad (20)$$

在绘制的图 7 电压增益特性曲线簇中选取符合条件的目标曲线,然后根据所选曲线确定  $K$  值和  $Q$  值。选取和确定的步骤和依据如下:

1)为了使得全范围内的电压增益符合要求,所设计的满载情况下的电压增益最大值应大于等于  $G_{dc\_max}$ ,即选取绘制的电压增益特性曲线簇中电压增益最大值不小于  $G_{dc\_max}$  的曲线,其余的曲线可以排除;

2)根据参数设计依据 5 和参数设计依据 10,在 1)中满足增益条件的曲线中选取  $K$  值较小的曲线,且考虑一定的增益裕度,便实现了  $K$  值的确定;

3) $K$  值的确定后,利用  $K$  和  $Q$  的乘积  $M_{KQ}$ :和  $K$  值即可获取设计的目标  $Q$  值;

4)如果曲线簇中所有曲线的最大增益都小于  $G_{dc\_max}$ ,此时应当将励磁电感值从最大值以适当差值降低,重新绘制曲线簇,直至曲线簇中存在曲线对应的最大增益不小于  $G_{dc\_max}$  即可。

### 2.5 谐振电容 $C_r$ 和谐振电感 $L_r$ 的确定

通过绘制电压增益特性曲线簇选取合适的  $K$  值之后,就可以进行谐振电容  $C_r$  和谐振电感  $L_r$  的计算。

利用实际选取的励磁电感  $L_m$  值和电感系数  $K$  值,可以求得谐振电感  $L_r$  值,其表达式如式(21)所示。

$$L_r = \frac{L_m}{K} \quad (21)$$

结合式(1)、谐振频率  $f_r$ ,以及确定的谐振电感  $L_r$  值可以获取谐振电容  $C_r$  的值,计算公式如式(22)所示。或者根据式(5),结合谐振电感  $L_r$  值、品质因数  $Q$  值,以及变压器副边等效到原边满载等效电阻  $R_{Eof}$  值同样可以确定谐振电容  $C_r$  的值,表达式如式(23)所示。

$$C_r = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L_r} \quad (22)$$

$$C_r = \frac{L_r}{(Q \cdot R_{Eof})^2} \quad (23)$$

### 2.6 参数设计步骤小结

结合 2.1~2.5 节参数设计分析,参数设计流程如图 8 所示,具体步骤总结如下:

1)在最大输入电压下,根据式(14)计算变压器原副边匝比  $N$ , $N$  的实际取值选取比计算值略大一些即可;

2)结合实际所选开关管 datasheet 中  $C-V_{DS}$  曲线里的  $C_{oss}$  曲线,采用分段线性法,利用式(17)计算开关管的等效结电容  $C_{eq}$ ;

3)根据式(16)计算变压器原边励磁电感的最大值,并以此最大值为初始值;

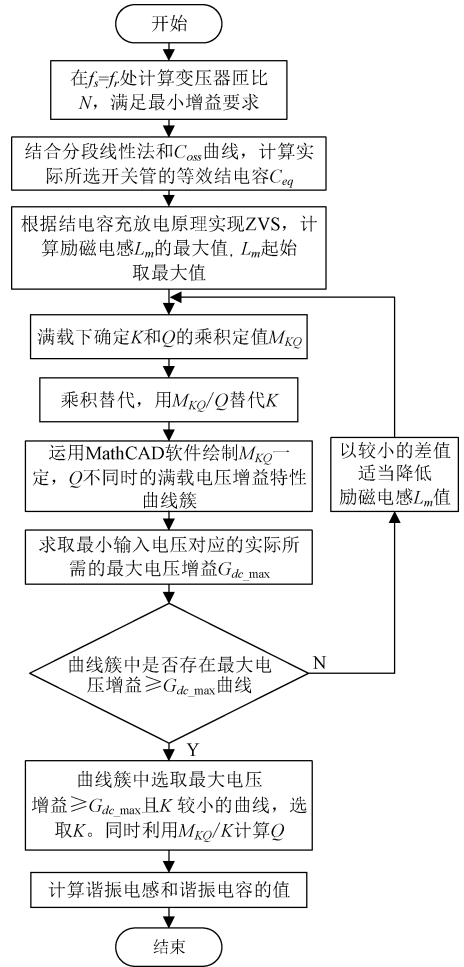


图 8 参数设计流程

Fig. 8 Parameter design process

4)根据式(18)计算满载情况下  $K$  和  $Q$  乘积  $M_{KQ}$ ;

5)利用乘积替代,可将  $K$  用  $M_{KQ}/Q$  来表示;

6)运用 MathCAD 软件绘制式(19)乘积  $M_{KQ}$  一定, $Q$  不同时的满载电压增益特性曲线簇;

7)根据式(20)最小输入电压对应的变换器实际所需的最大增益  $G_{dc\_max}$ ;

8)留有一定增益裕度,选取绘制的电压增益特性曲线簇中电压增益最大值不小于  $G_{dc\_max}$  且  $K$  值较小的曲线,从而确定  $K$  值。利用  $M_{KQ}/K$  可获取  $Q$  值;

9)根据式(21)计算谐振电感  $L_r$  值,根据式(22)或式(23)计算谐振电容  $C_r$  的值。

### 3 参数设计具体数据实例

此处以额定功率 200 W 的全桥 LLC 谐振变换器为设计实例,具体设计指标如表 1 所示。设计详细过程如下:

1)根据式(14)计算变压器原副边匝比  $N$ ,如式(24)所示。这里取  $N=0.8=4/5$ 。

$$N = \frac{V_{inmax}}{V_o + 2V_d} = \frac{200}{250 + 2 \times 0.7} = 0.796 \quad (24)$$

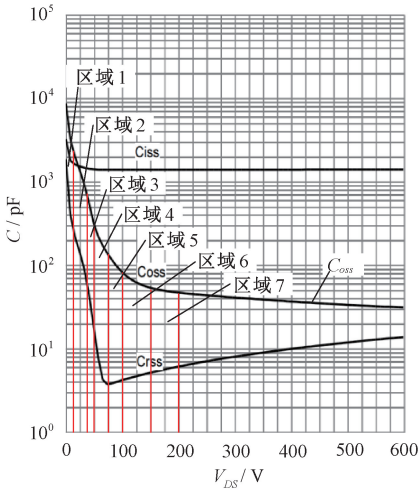
表 1 变换器的设计具体指标

Table 1 Specific design specifications for converter

参数	数值
直流输入电压 $V_{in}$ ( $V_{in\min} \sim V_{in\max}$ )/V	150~200
直流输出电压 $V_o$ /V	250
额定功率 $P$ /W	200
死区时间 $t$ /ns	500
谐振频率 $f_r$ /kHz	160

2) 此处  $Q_1 \sim Q_4$  开关管所选取的是 Infineon 公司的 IPW60R190E6, 其  $C-V_{DS}$  曲线如图 9 所示。利用分段线性法, 将  $C_{oss}$  曲线与横纵坐标围成区域分割成如图 9 所示的 7 块区域, 根据式 (17) 计算等效电荷  $C_{eq}$  的值, 如式 (25) 所示。

$$C_{eq} = \frac{1}{2} \frac{(12.5 \times (10^4 + 2500) + 25 \times (2500 + 750) + 12.5 \times (750 + 300) + 25 \times (300 + 150) + 25 \times (150 + 85) + 50 \times (85 + 55) + 50 \times (55 + 50))}{200} = 700 \text{ pF} \quad (25)$$

图 9 MOSFET IPW60R190E6 的  $C-V_{DS}$  曲线Fig. 9  $C-V_{DS}$  curve of MOSFET IPW60R190E6

3) 根据式 (16) 计算变压器原边励磁电感的最大值  $L_{m\max}$ , 如式 (26) 所示。这里考虑一定的裕度, 取  $L_m = L_{m\max} = 550 \mu\text{H}$ 。

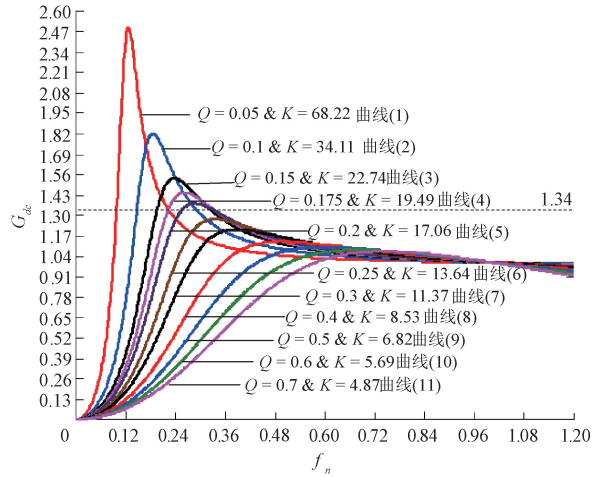
$$L_{m\max} = \frac{500 \times 10^{-9}}{8 \times 700 \times 10^{-12} \times 160 \times 10^3} = 558 \mu\text{H} \quad (26)$$

4) 根据式 (18) 计算满载情况下的  $K$  和  $Q$  乘积  $M_{KQ}$ , 如式 (27) 所示。

$$M_{KQ} = \frac{2\pi \times 160 \times 10^3 \times 550 \times 10^{-6}}{0.8^2 \times \frac{8}{\pi^2} \times 312.5} = 3.4 \quad (27)$$

5) 将  $K$  用  $3.4/Q$  来表示, 运用 MathCAD 软件绘制式 (19) 乘积  $M_{KQ}$  一定,  $K$  和  $Q$  同时变化时的满载电压增

益特性曲线簇, 包含 11 条曲线即曲线 (1)~曲线 (11), 如图 10 所示。

图 10 满载电压增益特性曲线簇 ( $M_{KQ} = 3.4$ )Fig. 10 Curve cluster of full load voltage gain characteristic ( $M_{KQ} = 3.4$ )

6) 根据式 (20) 计算变换器实际所需的最大增益  $G_{dc\max}$ , 如式 (28) 所示。

$$G_{dc\max} = \frac{0.8 \times (250 + 2 \times 0.7)}{150} = 1.34 \quad (28)$$

7) 图 10 的曲线簇中, 最大电压增益不小于 1.34 的曲线为曲线 (1)~曲线 (5)。  $K$  值较小的曲线中, 考虑到设计会存在一定误差, 曲线 (5) 的电压增益增益裕度太小, 可能会使得实际的最大电压增益不够。因此这里选取增益裕度相对较大  $K$  值较小的曲线 (4), 因此确定  $K$  值为 19.49,  $Q$  值为 0.175。

8) 根据式 (21) 计算谐振电感  $L_r$  值, 如式 (29) 所示。根据式 (22) 或式 (23) 计算谐振电容  $C_r$  的值, 这里选择采用式 (22) 进行计算, 如式 (30) 所示。

$$L_r = \frac{550}{19.49} = 28.2 \mu\text{H} \quad (29)$$

$$C_r = \frac{1}{4\pi^2 \times (160 \times 10^3)^2 \times 28.22 \times 10^{-6}} = 35 \text{ nF} \quad (30)$$

## 4 实验验证

通过全桥 LLC 谐振变换器样机实验验证参数设计方法的正确性和有效性, 以及部分理论分析的正确性。搭建了如图 11 所示的全桥 LLC 变换器样机以及如图 12 所示的实验平台。

图 11 所示的样机, 其中 (1) 为 DSP 控制模块、(2) 为输入侧滤波电容、(3) 为驱动变压器、(4) 为原边 MOSFET、(5) 为谐振电感、(6) 为谐振电容、(7) 为功率变压器、(8) 为副边整流二极管、(9) 为输出侧滤波电容。

图 12 所示的实验平台, 其中 (1) 为全桥 LLC 变换器样

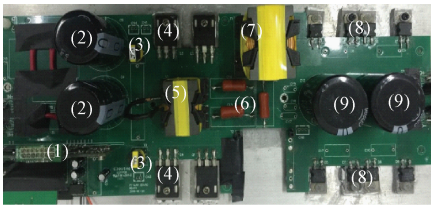


图 11 全桥 LLC 谐振变换器样机

Fig. 11 Prototype of full bridge LLC resonant converter

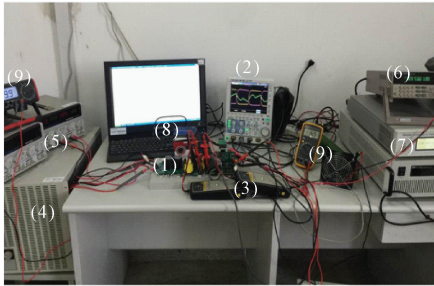


图 12 实验平台

Fig. 12 Experimental platform

机、(2)为示波器、(3)为高压差分探头、(4)为电子负载、(5)和(6)为可调直流电压源、(7)为直流输入可调电压源、(8)为 DSP 仿真器、(9)为万用表。

4.1 参数设计方法正确性验证

变换器的实验参数以及谐振腔实验参数分别如表 2 和 3 所示。因为励磁电感和谐振电感大小均和手工打磨的铁芯气隙有关,所以与计算值存在少许误差。此外,谐振电容采用的是市场上固定电容值的电容组合搭配,所以同样会存在些许误差。但是误差均在允许范围内。

表 2 变换器的实验参数

Table 2 Experimental parameters of the converter

参数	数值
直流输入电压 $V_{in}/V$	150, 175, 200
直流输出电压 $V_o/V$	250
额定功率 $P/W$	200
死区时间 $t_{dead}/ns$	500

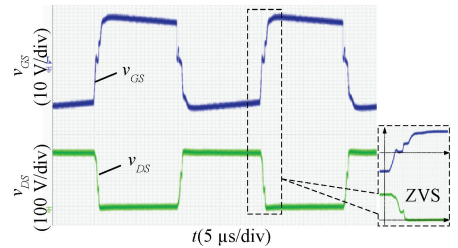
表 3 谐振腔实验参数

Table 3 Experimental parameters of resonant circuit

参数	计算数值	实验数值
励磁电感 $L_m/\mu H$	550	556
谐振电感 $L_r/\mu H$	28.2	31.54
谐振电容 $C_r/nF$	35	32(223J+103J)

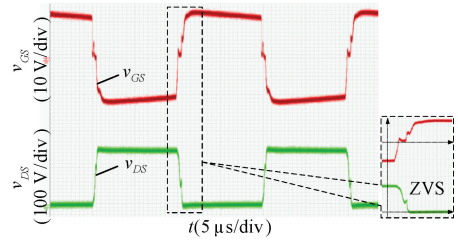
实验结果波形如图 13~15 所示,分别为满载情况下,不同直流输入电压对应的实验结果,其中  $v_{GS}$  为开关管的驱动栅源信号波形,  $v_{DS}$  为开关管两端漏源信号波形,  $i_{Lr}$  为

谐振电流波形。



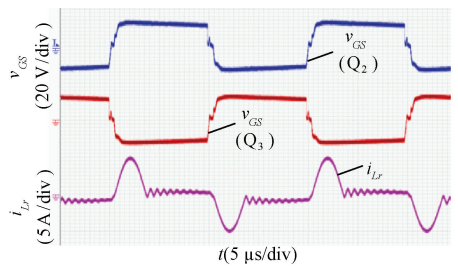
(a)  $Q_2$  的栅源与漏源波形

(a)  $Q_2$  gate source and drain source waveforms



(b)  $Q_3$  的栅源与漏源波形

(b)  $Q_3$  gate source and drain source waveforms

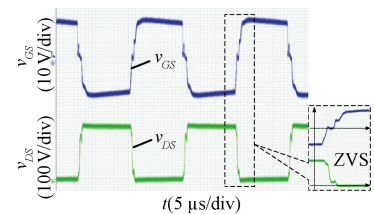


(c) 开关管栅源与谐振电流波形

(c) Gate source and resonant current waveforms of switching tube

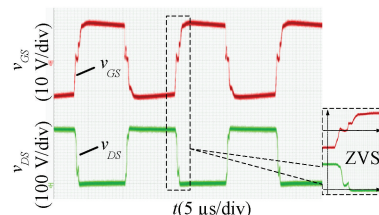
图 13 直流输入电压为 150 V 时实验波形

Fig. 13 Experimental waveform with DC input voltage of 150 V



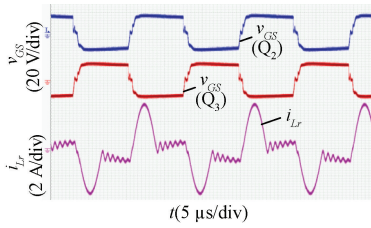
(a)  $Q_2$  的栅源与漏源波形

(a)  $Q_2$  gate source and drain source waveforms



(b)  $Q_3$  的栅源与漏源波形

(b)  $Q_3$  gate source and drain source waveforms

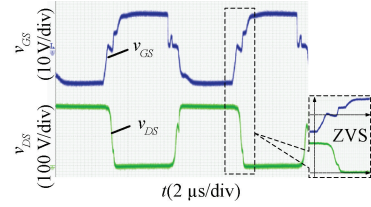


(c) 开关管栅源与谐振电流波形

(c) Gate source and resonant current waveforms of switching tube

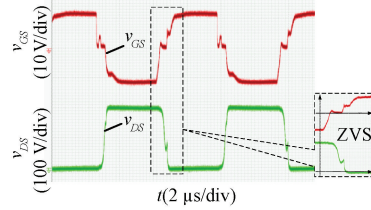
图 14 直流输入电压为 175 V 时实验波形

Fig. 14 Experimental waveforms with DC input voltage of 175 V



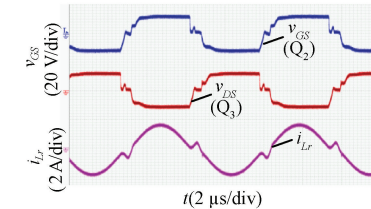
(a) Q<sub>2</sub> 的栅源与漏源波形

(a) Q<sub>2</sub> gate source and drain source waveforms



(b) Q<sub>3</sub> 的栅源与漏源波形

(b) Q<sub>3</sub> gate source and drain source waveforms



(c) 开关管栅源与谐振电流波形

(c) Gate source and resonant current waveforms of switching tube

图 15 直流输入电压为 200 V 时实验波形

Fig. 15 Experimental waveforms with DC input voltage of 200 V

图 13~15 实验结果表明,在本文参数设计方法设计的对应谐振参数下,当输入直流电压为 150~200 V 时,变换器同一桥臂的开关管 Q<sub>2</sub> 和 Q<sub>3</sub> 均实现了 ZVS。

不同直流输入电压不同负载功率下的变换器效率如图 16 所示。

图 16 的效率曲线表明,在本文参数设计方法设计的谐振参数下,变换器在 150~200 V 的直流输入电压下,从半载到满载都具有较高效率,其中半载效率可以达到 94% 左右,满载效率可达 98% 左右。

图 13~16 的实验结果验证了提出的参数设计方法的正确性和有效性。

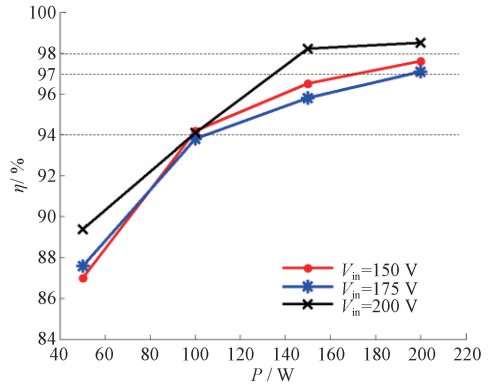


图 16 变换器实测效率曲线

Fig. 16 Efficiency curve of the converter

#### 4.2 K 值对谐振电流及变换器效率影响的验证

这里分别在电感系数  $K=16$  和  $K=29$  的情况下进行了不同输入电压满载下的谐振电流大小测量实验以及效率测试实验,基本条件是励磁电感和谐振频率取值一定,谐振电感大小不同。 $K=16$  和  $K=29$  情况下的谐振腔实验参数如表 4 所示,变换器输入输出电压、额定功率,以及死区时间等实验参数均与表 2 参数相同。

表 4  $K=16$  和  $K=29$  时谐振腔实验参数

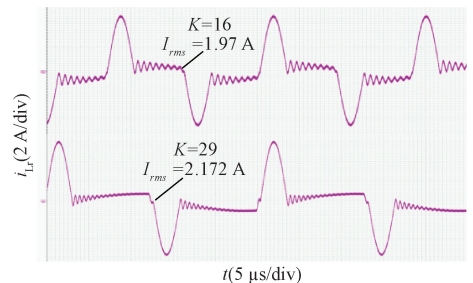
Table 4 Experimental parameters of resonant tank when  $K=16$  and  $K=29$

参数	$K=16$		$K=29$	
	计算值	实验值	计算值	实验值
励磁电感 $L_m / \mu\text{H}$	550	556	550	556
谐振电感 $L_r / \mu\text{H}$	34.38	37	18.97	19.57
谐振电容 $C_r / \text{nF}$	28.78	27	52.1	52

励磁电感和谐振频率取值一定,不同输入电压满载条件下, $K=16$  和  $K=29$  对应的谐振电流波形以及谐振电流有效值  $I_{rms}$  分别如图 17(a)、(b),以及 17(c) 所示。

图 17 所示的实验结果表明,当励磁电感和谐振频率一定时,减小  $K$  值有利于谐振电流有效值的降低。

不同输入电压不同负载条件下, $K=16$  和  $K=29$  对应的变换器效率实测曲线分别如图 18(a) 和 (b) 所示。通



(a) 输入直流电压为 150 V

(a) Input DC voltage is 150 V

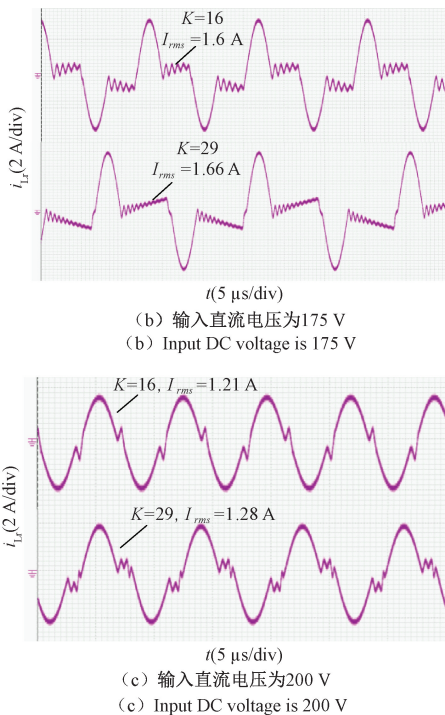


图 17 不同  $K$  值及输入电压下的谐振电流波形和有效值  
Fig. 17 Resonant current waveform and RMS value under different  $K$  values and input voltages

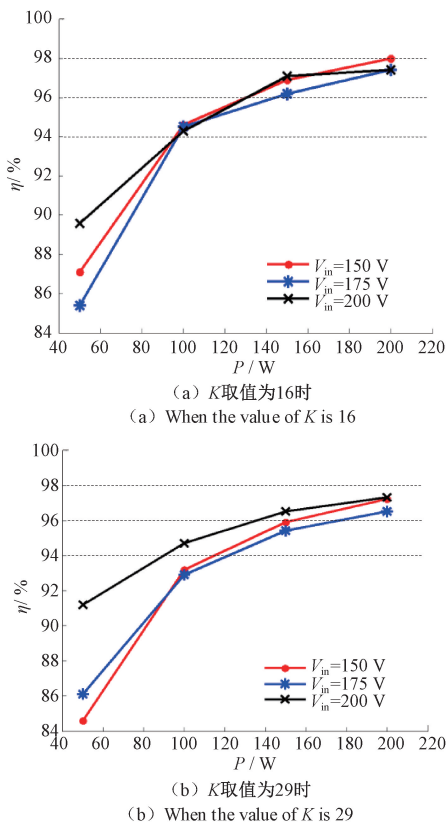


图 18 不同  $K$  值及输入电压下变换器效率曲线  
Fig. 18 Efficiency curves of converters under different  $K$  values and input voltages

过对比  $K=16$  和  $K=29$  的变换器效率曲线可知,从半载到满载,输入直流电压为  $150\sim 200\text{ V}$  时, $K$  取 16 时的变换器效率整体高于  $K$  取 29 时的变换器效率。

图 17 和 18 的实验结果证实,在励磁电感和谐振频率取值一定时,减小  $K$  值(增大谐振电感)有利于降低谐振电流有效值,从而在一定程度上降低损耗,提高变换器的整体效率。

### 5 结 论

针对目前部分 LLC 谐振变换器参数设计方法中以电感系数  $K$  和品质因数  $Q$  中的单个参量变化获取的电压增益曲线作为参数设计取值依据的不完善之处,提出一种基于绘制电压增益特性曲线簇的参数设计方法,该方法通过绘制  $K$  和  $Q$  双变量同时变化的电压增益特性曲线簇进行判断取值,使得取值更加合理,参数设计过程得到优化。通过该设计方法,能够在确保变换器原边开关管 ZVS 的同时,在一定程度上降低开关器件损耗,提高变换器效率。同时,针对目前 LLC 谐振变换器参数设计研究中没有涉及到的谐振电感变化引起电感系数  $K$  的改变对谐振电流和变换器效率的影响,进行了进一步补充研究。此外,基于现有理论和提出理论的研究分析,总结了 LLC 谐振变换器的参数设计依据,使得参数设计过程中的取值依据更加清晰化。最后,给出了具体的参数设计流程以及参数设计实例,并进行相关内容的实验验证,实验结果证实了所提出的理论的正确性以及参数设计方法的可行性和有效性。

### 参 考 文 献

- [1] 赵永秀,雷鸣,王崇杰,等. 对称式谐振腔双变压器 LLC 变换器效率优化设计[J/OL]. 电子测量技术, 1-7 [2024-10-26]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2175.tn.20241019.0850.002.html>. ZHAO Y X, LEI M, WANG CH J, et al. Parameter optimization of symmetrical resonator double transformer half-bridge LLC converter [J/OL]. Electronic Measurement Technology, 1-7 [2024-10-26]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2175.tn.20241019.0850.002.html>.
- [2] 张家瑜,张政权,刘庆想,等. 基于交流链接技术的 LLC 谐振变换器及控制算法[J]. 电子测量技术, 2023, 46(3):12-18. ZHANG J Y, ZHANG ZH Q, LIU Q X, et al. LLC resonant converter and control algorithm based on AC link technology [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(3):12-18.
- [3] 王一民,周洁敏,陈梦瑶,等. LLC 谐振变换器数字控制技术[J]. 电力电子技术, 2024, 58(3):108-112. WANG Y M, ZHOU J M, CHEN M Y, et al. Research on digital control technology of LLC resonant converter[J]. Power Electronics, 2024, 58(3):108-112.
- [4] 马创明,黄海宏,常文婧. LLC 谐振变换器谐振参数优

- 化设计[J]. 电器与能效管理技术, 2021(11):67-72.
- MA CH M, HUANG H H, CHANG W J. Parameter optimization design of LLC resonant converter [J]. Electrical & Energy Management Technology, 2021(11): 67-72.
- [5] 张国超, 刘桂礼. 半桥 LLC 谐振变换器参数设计与验证[J]. 科技创新与应用, 2021, 11(25):28-31.
- ZHANG G CH, LIU G L. Parameter design and verification of half bridge LLC resonant converter[J]. Technology Innovation and Application, 2021, 11(25): 28-31.
- [6] 刘期辉, 高文雷, 刘银川, 等. 一种半桥 LLC 高压电源设计与实现[J]. 现代电子技术, 2024, 47(4):103-108.
- LIU Q H, GAO W L, LIU Y CH, et al. Design and implementation of half bridge LLC high voltage power supply [J]. Modern Electronics Technique, 2024, 47(4):103-108.
- [7] 高圣伟, 贺琛. 基于 PFM 控制的高效 GaN 全桥 LLC 谐振变换器设计[J]. 现代电子技术, 2021, 44(2): 27-32.
- GAO SH W, HE CH. Design of high-efficiency GaN full-bridge LLC resonant converter based on PFM control [J]. Modern Electronics Technique, 2021, 44(2):27-32.
- [8] 王党树, 孙龙, 董振, 等. 变化负载下全桥 LLC 谐振变换器参数优化设计[J]. 广西师范大学学报(自然科学版), 2024, 42(5):61-71.
- WANG D SH, SUN L, DONG ZH, et al. Optimization design of full bridge LLC resonant converter parameters under varying loads[J]. Journal of Guangxi Normal University (Natural Science Edition), 2024, 42(5):61-71.
- [9] 马明, 罗文广, 王志涛, 等. 基于 LTspice 的半桥 LLC 谐振变换器的参数设计与仿真[J]. 广西科技大学学报, 2020, 31(3):28-36.
- MA M, LUO W G, WANG ZH T, et al. Parameter design and simulation of half-bridge LLC resonant converter based on LTspice [J]. Journal of Guangxi University of Science and Technology, 2020, 31(3): 28-36.
- [10] 钱娟, 陈乾宏. 数字控制全桥 LLC 谐振变换器[J]. 电工电能新技术, 2013, 32(4):49-54.
- QIAN J, CHEN Q H. Research on digital control strategy of LLC resonant converter [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2013, 32(4):49-54.
- [11] 王跃, 张长松, 韩小庆, 等. 15 kW 全桥 LLC 谐振变换器的设计[J]. 电力电子技术, 2014, 48(6):74-76.
- WANG Y, ZHANG CH S, HAN X Q, et al. Design of a 15 kW full-bridge LLC resonant converter [J]. Power Electronics, 2014, 48(6):74-76.
- [12] 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, 16.
- HU H B, WANG W B, SUN W J, et al. Optimal efficiency design of LLC resonant converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18):48-56, 16.
- [13] 游凯. LLC 谐振变换器及其并联技术研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2022.
- YOU K. Research on LLC resonant converter and its parallel technology [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2022.
- [14] WANG Y J, GAO S S, GUAN Y S, et al. A single-stage LED driver based on double LLC resonant tanks for automobile headlight with digital control [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2016, 2(3): 357-368.
- [15] 张杰, 杨淋, 肖辞, 等. 限制调频范围的不对称多模式宽输出 LLC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(3): 149-156.
- ZHANG J, YANG L, XIAO C, et al. Asymmetric multi-mode LLC resonant converter with limited FM range for wide output voltage range application [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(3):149-156.
- [16] 刘宝泉, 周歧浩, 韩猛. LLC 谐振变换器混合调制自适应控制策略[J/OL]. 电源学报, 1-12 [2024-09-01]. [http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420. tm. 20240702. 1740.002.html](http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.tm.20240702.1740.002.html).
- LIU B Q, ZHOU Q H, HAN M. LLC converter hybrid modulation adaptive control strategy [J/OL]. Journal of Power Supply, 1-12 [2024-09-01]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420. tm. 20240702.1740.002.html>.
- [17] 李菊, 阮新波. 全桥 LLC 谐振变换器的混合式控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4):72-79, 94.
- LI J, RUAN X B. Hybrid control strategy of full bridge LLC converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4):72-79, 94.
- [18] 王颖. 基于 LLC 谐振拓扑的 400V/12V/100A 直直变换器研制[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2014.
- WANG Y. Development of 400V/12V/100A DC-DC converter based on LLC resonant topology [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2014.
- [19] KIM D K, MOON S C, YEON C O, et al. High-efficiency LLC resonant converter with high voltage gain using an auxiliary LC resonant circuit [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10): 6901-6909.

### 作者简介

王伟健(通信作者), 硕士, 主要研究方向为功率电子变换技术。

E-mail: zijinwwj@163.com

李鑫, 硕士, 讲师, 主要研究方向为电力电子。

E-mail: 31449299@qq.com

张文雅, 硕士, 主要研究方向为电力系统。

E-mail: wenyazhang1994@163.com