

扩展谐波法对 CLLC 变换器同步整流相位修正<sup>\*</sup>王堯树<sup>1,2</sup> 张入川<sup>1,2</sup> 刘明要<sup>1,2</sup> 杨嘉豪<sup>1,2</sup> 王 静<sup>1,2</sup>(1.西安科技大学电气与控制工程学院 西安 710054;2.西安科技大学西安市电气设备状态监测与  
供电安全重点实验室 西安 710054)

**摘 要:** 针对双向半桥 CLLC 采用传统基波分析法计算副边电流相位实现的同步整流,在系统工作频率偏离谐振点及前后谐振腔参数不匹配时因忽略高次谐波导致副边电流相位误差较大、系统传输效率低的问题。本文提出将传统基波分析法所忽略的高次谐波纳入计算,利用扩展谐波分析法将各次谐波等效为独立电压源,并结合功率守恒定律对负载等效电阻进行修正,进一步建立扩展谐波近似模型。根据模型分别计算各次谐波单独作用的效果,将各次谐波作用结果叠加推导出二次侧谐振电流表达式,由此计算出二次侧谐振电流过零角数值,实现副边开关管的准确控制。最后搭建额定功率 500 W 的实验样机,实验发现本文所提方法与传统基波分析法相比,变换器效率在全负载范围内均得到提升,且在额定功率下效率提升最高为 1.8%,验证了所提理论的正确性及有效性。

**关键词:** CLLC;基波分析法(FHA);扩展谐波分析法(EHA);同步整流(SR)

**中图分类号:** TM46;TN702 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

The extended harmonics are used to rectify the phase of CLLC  
converter synchronicallyWang Dangshu<sup>1,2</sup> Zhang Ruchuan<sup>1,2</sup> Liu Mingyao<sup>1,2</sup> Yang Jiahao<sup>1,2</sup> Wang Jing<sup>1,2</sup>

(1. College of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China;

2. Xi'an Key Laboratory of Electrical Equipment Condition Monitoring and Power Supply Safety,

Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China)

**Abstract:** Addressing the issue of significant phase errors in the secondary side current and reduced system transfer efficiency due to the neglect of higher harmonics when the operating frequency of the bidirectional half-bridge CLLC deviates from the resonant point and the parameters of the front and rear resonant cavities do not match, the traditional fundamental harmonic analysis method is used to calculate the phase of the secondary side current for synchronous rectification. This paper proposes to include the higher harmonics ignored by the traditional fundamental harmonic analysis in the calculation, using the extended harmonic analysis to equivalently represent each harmonic as an independent voltage source, and to correct the equivalent resistance of the load in conjunction with the law of conservation of power, further establishing an extended harmonic approximation model. According to the model, the effects of each harmonic acting individually are calculated, and the results of the actions of each harmonic are accumulated to derive the expression of the secondary side resonant current, from which the zero-crossing angle of the secondary side resonant current can be calculated, achieving accurate calculation of the phase where the secondary side current crosses zero. Finally, a 500 W rated power experimental prototype is built, and the experiment shows that compared with the traditional fundamental harmonic analysis method, the efficiency of the converter is improved across the full load range, with the highest efficiency improvement of 1.8% at the rated power, verifying the correctness and effectiveness of the proposed theory.

**Keywords:** CLLC;first harmonic approximation;extended harmonic analysis;syn-chronous rectification

## 0 引 言

双向 CLLC 电路拓扑由于具有效率高、功率密度高、增

益范围宽、零电压开关(zero voltage switch, ZVS)特性<sup>[1-5]</sup>等优点,在隔离型双向 DC-DC 变换器的研究中被广泛关注。目前,传统不控整流技术利用体二极管整流,但二极管

相较开关管反向恢复能力较差、压降高且额定电流低导致系统效率低、热性能和电磁干扰 (electromagnetic interference, EMI) 性能差<sup>[6-10]</sup>。

针对上述问题国内外研究者做了大量研究,比如在二次侧引入同步整流技术 (synchronous rectification, SR) 降低整流损耗,提高变换器效率。如文献[11]通过罗氏线圈对同步整流管电流进行直接采样生成栅极驱动信号,这种方法需要较大体积的传感器,降低功率密度。为此学者们将目光转向电压检测,进一步减小传感器体积。文献[12-13]通过检测 MOS 管的源极-漏极电压 ( $V_{ds}$ ),能够以极低的损耗确定谐振电流的过零点,已在各类集成式同步整流芯片中得到广泛的应用。但在高频 CLLC 电路中,二次侧电流的快速变化  $di/dt$  急剧增加,电路中的杂散电感 ESL 使  $V_{ds}$  电压相位超前,使生成的栅驱动信号过早关闭,从而造成额外的体二极管导通损耗<sup>[14]</sup>。

文献[15-16]去除对高频传感器的依赖,提出了基于基波近似数字模型计算原边开关管栅极驱动信号与副边电流之间的相位差,从而实现同步整流的方法。然而当电路工作频率与谐振点偏差越大,基波近似模型误差越明显,导致同步整流管的误开通,降低了系统效率。文献[17]在基波近似模型的基础上考虑死区时间影响,对同步整流的相位进行修正,但在过谐振处仍然存在较大误差。文献[18-20]建立时域模型,在此基础上计算同步整流的关断时刻,虽理论上精确,但涉及高阶微分方程组的求解,复杂程度呈指数级增长,实现较为困难。文献[21]通过建立仿真模型来模拟同步整流管的开通与关断时间,这种方法通过查表即可获得预设时间,虽规避掉了复杂计算,但需要进行大量的前期仿真工作。文献[22]通过分段拟合实现同步整流的数字控制但不同参数需重新拟合,工作量较大、通用性较差。

本文在已有研究成果的基础上提出一种简单,易于实现、相对工作量适中、高效且通用性较好的分析方法,将传统基波分析忽略的高次谐波纳入考虑,结合功率守恒定律对负载等效电阻进行修正,并建立扩展谐波近似模型,通过推导谐振电流表达式来计算二次侧谐振电流过零角数值,实现副边电流相位的准确计算。最后在理论分析的基础上搭建实验样机对本文所提方法进行验证。

## 1 双向半桥 CLLC 变换器分析

### 1.1 工作原理分析

图 1 所示为双向半桥 CLLC (HB-CLLC) 变换器拓扑。其中,  $Q_1 \sim Q_4$  分别为原副边 MOS 管;  $D_1 \sim D_4$  为各 MOS 管体二极管;  $i_p, i_s, i_m$  分别为流过电感  $L_p, L_s, L_m$  的电流;  $V_m, V_o$  为原、副边直流电压;  $v_{AB}, v_{CD}$  为原副边交流侧电压。  $L_p, L_s$  为原、副边谐振电感;  $C_p, C_s$  为原、副边谐振电容; 原、副边均采用半桥组成对称结构,  $T_r$  为高频变压器,可实现原副边之间能量传递;  $L_m$  为励磁电感。  $L_p$  和  $C_p, L_s$  和  $C_s$  分别组成两个谐振腔。定义能量由原边输送至副边为

正向。

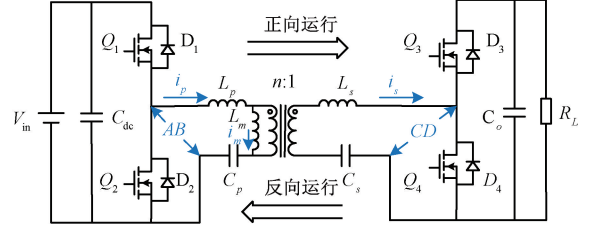


图 1 双向半桥 CLLC 电路拓扑结构

Fig. 1 Bidirectional half-bridge CLLC circuit topology

正向运行时,原边桥臂功率管  $Q_1, Q_2$  将输入电源变换为高频交流电,并通过高频变压器将能量传递至副边,副边半桥电路把变压器传递的交流电整流后供给负载使用。由于谐振腔的阻抗值会随着输入电压频率的变化而改变,因此可调整电路的工作频率对谐振腔阻抗进行调控,从而达到对输出电压大小的控制。

原边谐振腔谐振频率如式(1)所示。

$$f_{pri} = 2\pi \sqrt{L_p C_p} \quad (1)$$

式中:  $f_{pri}$  为原边谐振频率,与外部激励及负载无关。

根据功率管的工作频率,可以把变换器分为欠谐振、准谐振及过谐振 3 种运行状态。变换器的基本模态文献[23]已有分析,此处不再赘述。

### 1.2 相位跟踪不准确的影响

为理解相位  $\varphi$  的准确性对同步整流系统效率的重要性,将 MOS 管导通时刻与谐振电流过零时刻比较,划分为下面 3 种工况:

工况 1 ( $\varphi = \varphi_{diode}$ ): 相位等于二极管导通角。该方式为理想工况,开关管导通时刻与二次侧电流过零点一致,不会产生额外的电路损耗。此时副边的电流路径如图 2(a) 所示,关键运行波形如图 2(b) 所示。

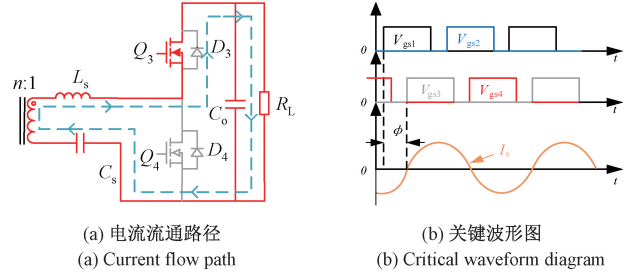


图 2  $\varphi = \varphi_{diode}$  时示意图

Fig. 2  $\varphi = \varphi_{diode}$  operating diagram

工况 2 ( $\varphi > \varphi_{diode}$ ): 相位大于二极管导通角,电流路径如图 3(a) 所示。由图可以看出,由于电流过零时刻开关管  $Q_3$  并未导通,此时谐振电流通过 MOS 管体二极管  $D_3$  导通。该工况下的关键波形如图 3(b) 所示。由体二极管导通产生的损耗可以按式(2)计算:

$$Q_{loss} = V_f \cdot i_s \approx V_f \cdot I_s \cdot \varphi_{err} \quad (2)$$

式中:  $V_f$  为 MOS 管导通压降,  $I_s$  为二次侧电流有效值,  $\varphi_{err}$

为导通角误差,  $i_s$  为流过次级电路的瞬时电流, 如式(3)所示。

$$i_s = I_s \sin(\varphi_{err}) \approx I_s \cdot \varphi_{err} \quad (3)$$

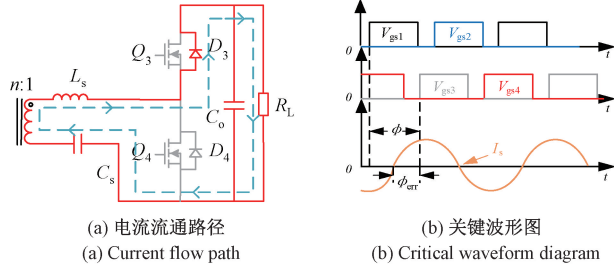


图 3  $\varphi > \varphi_{diode}$  时示意图

Fig. 3  $\varphi > \varphi_{diode}$  operating diagram

工况 3 ( $\varphi < \varphi_{diode}$ ): 相位小于二极管导通角, 电流路径如图 4(a) 所示。该工作条件下的关键波形如图 4(b) 所示。由于额外的相位误差, 开关在关断期间携带负电流, 这会导致关断损耗。在电路中, 由于相位误差造成的总额外损耗可由式(4)计算。

$$Q_{loss} = 0.5 V_o I_s f_s t_{off} \sin(\varphi_{err}) \approx 0.5 V_o I_s f_s t_{off} \cdot \varphi_{err} \quad (4)$$

式中:  $t_{off}$  为关断时间,  $f_s$  为开关频率。

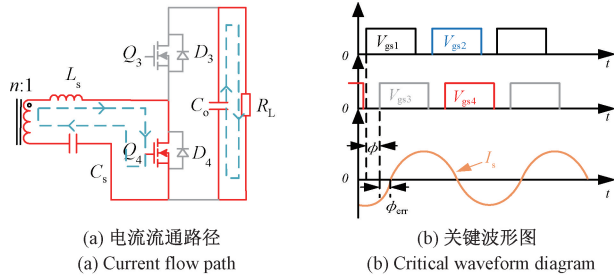


图 4  $\varphi < \varphi_{diode}$  时示意图

Fig. 4  $\varphi < \varphi_{diode}$  operating diagram

由上述分析可以推断, 如果使用不精确的相位来驱动同步整流器, 则会引入额外的关断损耗, 降低电路的整体效率。所以需要建立准确的数学模型, 精确地计算前后的相位差。

## 2 基波分析

由于谐振网络作为低通滤波器衰减输入方波电压中存在的高阶谐波。因此为减少设计复杂度, 常用基波分析法(fundamental harmonic analysis, FHA)对电路进行建模分析, 并以此作为电路的设计依据。

### 2.1 基波分析模型

谐振电路的输入激励为半桥电路逆变得到的方波。忽略死区影响, 输入电压可使用傅里叶级数分解, 如式(5)所示。

$$v_{in}(t) = \frac{V_{dc}}{2} + \left(\frac{4}{\pi}\right) \left(\frac{V_{dc}}{2}\right) \cdot \sum_{k=2m+1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(2\pi k f_s t) \quad (5)$$

式中:  $t$  为时间参数,  $k$  为傅里叶级数展开式中的整数项,  $V_{dc}$  为初级电桥的输入直流电压。

由于原边电容  $C_p$ , 直流分量并不会传递至变压器。因此, 谐振网络的输出电压  $v_o(t)$  如式(6)所示。

$$v_o(t) = \left(\frac{4}{\pi}\right) \left(\frac{V_o}{2n}\right) \cdot \sum_{k=2m+1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(2\pi k f_s t - \varphi_k) \quad (6)$$

式中:  $\varphi_k$  表示  $k$  次谐波下的二次侧电流分量与输入电压间相位差,  $n$  为变压器变比,  $V_o$  为输出直流电压。

基波分析法将输入方波电压等效为谐振频率附近的正弦波。由式(5)可以得到输入电压  $v_{in}(t)$  的基波分量如式(7)所示。

$$v_{in1}(t) = \left(\frac{2}{\pi}\right) V_{dc} \sin(2\pi f_s t) = |V_{in1}| \angle 0 \quad (7)$$

将变压器等效为电感模型, 副边的电感、电容、电阻可以等效到原边, 具体计算如式(8)~(10)所示。

$$R_{FHA} = \left(\frac{4}{\pi^2}\right) n^2 R_L \quad (8)$$

$$L_{eq} = n^2 \cdot L_s \quad (9)$$

$$C_{eq} = \frac{C_s}{n^2} \quad (10)$$

所有器件等效到原边以后的等效电路如图 5 所示。

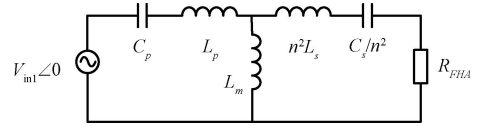


图 5 变压器原边等效电路

Fig. 5 Transformer primary equivalent circuit

根据基波频率, 可以确定电路各部分的阻抗大小, 计算公式如式(11)所示。

$$\begin{cases} Z_1(\omega) = j \left( \omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} \right) \\ Z_m(\omega) = j(\omega L_m) \\ Z_2(\omega) = j n^2 \left( \omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right) \end{cases} \quad (11)$$

式中:  $L_p, L_s, C_p, C_s$  分别对应于变换器原边和副边的变压器和谐振电容器的自感;  $L_m$  表示变压器的等效励磁电感。

因此基波分析电路等效阻抗模型如图 6 所示。

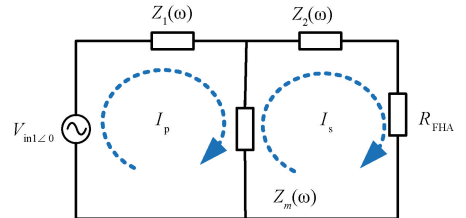


图 6 基波分析电路等效阻抗模型

Fig. 6 Equivalent impedance model of fundamental wave analysis circuit

建立等效数学模型后, 可推导负载电阻过零点与输入

电压之间的相位差以及电路增益,并以此进行系统设计。

## 2.2 基波模型二次侧电流滞后相位推导

如图 6 所示,在求得各部分阻抗大小以及输入电压以后,假设一次侧电流为  $I_p$ ,二次侧等效电流为  $I_s$ ,由此可使用回路电流法对电路列出两个 KVL 方程如式(12)所示。

$$\begin{cases} Z_1(\omega)I_p + Z_m(\omega)(I_p - I_s) - \dot{V}_{in1} = 0 \\ (Z_2(\omega) + R_{FHA})I_s + Z_m(\omega)(I_s - I_p) = 0 \end{cases} \quad (12)$$

将式(11)所求得的部分阻抗及输入电压代入式(12),可以获得原副边等效电流的表达式如式(13)所示。

$$I_s(\omega) = \frac{4 \cdot \dot{V}_{in1} \angle 0}{\pi} \cdot \frac{1}{Z_2(\omega) + R_{FHA}} \cdot Z_m(\omega) \cdot (Z_2(\omega) + R_{FHA})$$

$$[Z_1(\omega) \cdot (Z_m(\omega) + Z_2(\omega) + R_{FHA}) + Z_m(\omega) \cdot (Z_2(\omega) + R_{FHA})] \quad (13)$$

将副边电流表达式改写为幅值和相角的表示方法得到式(14)、(15)。

$$i_s = |I_s(\omega)| \angle \varphi_1 \quad (14)$$

$$\varphi_1 = \arctan\left(\frac{\text{Im}(I_s(\omega))}{\text{Re}(I_s(\omega))}\right) \quad (15)$$

因为输入电压作为基准相位  $0^\circ$ ,  $\varphi_1$  即为副边电流与原边输入电压的相位差,即 SR 所需移相角。

## 2.3 基波模型增益推导

根据已计算出的二次侧电流值,可以获得输出电压如式(16)所示。

$$v_o(t) = i_{s1} R_{FHA} \quad (16)$$

进一步得到归一化直流增益的表达式  $G_{nFHA}(\omega)$  如式(17)所示。

$$G_{nFHA}(\omega) = \frac{nV_o}{V_{dc}} \quad (17)$$

为了验证 FHA 模型的准确性,使用式(15)估计相位差。用于估算的关键电路参数如表 1 所示。根据后文实验获得的相移角和估计的相移角之间的定量比较,可以推断估计的相移角相对于实验获得的最大偏差为 10%。通过估计获得的所需相移的偏差表明了 FHA 模型的不准确性。如果用于同步整流,则会导致变换器效率降低。

## 3 扩展谐波分析

基波分析法忽略了高次谐波,以简化分析复杂度。然而当电路工作频率偏离谐振点以及变换器原副边谐振腔参数不匹配时,基波分析存在着较大误差。因此,为了提高模型的精度,采用拓展谐波分析法(extended harmonic analysis, EHA)将基波分析所忽略的高次谐波纳入考虑,建立新的数学等效模型。

### 3.1 扩展谐波模型

根据式(5)将谐振腔的输入方波傅里叶分解为一系列的基波、谐波。考虑高次谐波的阻抗等效电路模型由一系

列正弦电源串联输入作为输入,如图 7 所示。

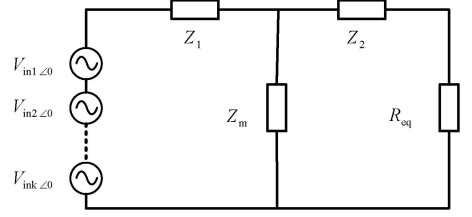


图 7 HB-CLLC 的扩展谐波模型

Fig. 7 Extended harmonic model of HB-CLLC

根据功率守恒定律可得输出功率之间的关系如式(18)所示。

$$\frac{V_o^2}{R_L} = i_{srms}^2 R_{eq} \quad (18)$$

式中:  $V_o$  对应直流输出电压,  $R_L$  对应于输出负载电阻,  $R_{eq}$  为考虑高次谐波后的等效电阻,  $i_{srms}$  是流过等效电阻的次级电流均方根值。

对多电源电路,可使用叠加定理来分别计算分析各次谐波对二次侧电流的影响。图 8 为第  $k$  次谐波作用下的等效电路阻抗模型,可以进一步计算出第  $k$  次谐波作用下的二次侧电流。

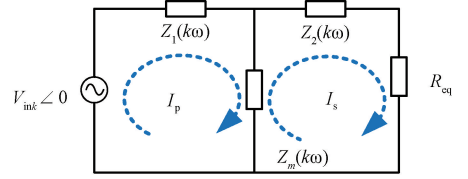


图 8  $k$ th 谐波模型

Fig. 8  $k$ th harmonic model

第  $k$  次谐波的输入电压如式(19)所示。

$$v_{ink}(t) = \left(\frac{2}{\pi}\right) \left(\frac{1}{k}\right) V_{dc} \sin(2\pi k f_s t) = |V_{ink}| < 0 \quad (19)$$

第  $k$  次谐波各部分阻抗如式(20)所示。

$$\begin{cases} Z_1(k\omega) = j \left( k\omega L_p - \frac{1}{k\omega C_p} \right) \\ Z_2(k\omega) = j(k\omega L_m) \\ Z_3(k\omega) = j n^2 \left( k\omega L_p - \frac{1}{k\omega C_s} \right) \end{cases} \quad (20)$$

使用式(12)~(13)同样的方法,第  $k$  次谐波作用下的二次侧电流  $I_{sk}$  如式(21)所示。

$$I_s(k\omega) = \frac{4V_{ink} \angle 0}{k\pi (Z_1(k\omega) + Z_m(k\omega) \parallel (Z_2(k\omega) + R_{eq}))} \cdot \frac{Z_m(k\omega)}{Z_2(k\omega) + Z_m(k\omega) + R_{eq}} \quad (21)$$

次谐  $k$  波下二次侧电流的相位差如式(22)所示。

$$\varphi_k = \arctan\left(\frac{\text{Im}(I_s(k\omega))}{\text{Re}(I_s(k\omega))}\right) \quad (22)$$

最终二次侧等效电流可表示为各次谐波作用下的累加



如式(23)所示。

$$i_s(t) = \sum_{\substack{m=0 \\ k=2m+1}}^{\infty} |I_s(k\omega)| \sin(2\pi k f_s t - \varphi_k) \quad (23)$$

同时谐振腔二次侧电流可以由欧姆定律如式(24)所示。

$$i_s(t) = \frac{v_o(t)}{R_{eq}} \quad (24)$$

输出电流可进一步改写如式(25)所示。

$$i_{s,rms}^2 = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \left[ \int_0^{2\pi} \sum_{\substack{m=0 \\ k=2m+1}}^{\infty} i_{sk}^2 \sin^2(k\omega t - \varphi_k) d(\omega t) \right] + \left(\frac{1}{2\pi}\right) \left[ 2 \int_0^{2\pi} \sum_{\substack{m=0 \\ p,q=2m+1}}^{\infty} i_{sp} i_{sq} \sin(p\omega t - \varphi_p) \sin(q\omega t - \varphi_q) d(\omega t) \right] \quad (27)$$

$\underbrace{\hspace{15em}}_0$

由于两个不同频率正弦函数乘积在一个切换周期内的时间平均值为 0, 所以方程的第二部分数值恒为 0, 表示不同频率信号之间没有能量传递。电流有效值的平方如式(28)所示。

$$i_{s,rms}^2 = \left(\frac{1}{2}\right) \left[ \sum_{\substack{m=0 \\ k=2m+1}}^{\infty} \left( \frac{2nV_o}{k\pi} \left( \frac{1}{R_{eq}} \right) \right)^2 \right] = \frac{2n^2 V_o^2}{\pi^2 R_{eq}^2} \left[ \sum_{\substack{m=0 \\ k=2m+1}}^{\infty} \left( \frac{1}{k^2} \right) \right] \quad (28)$$

将式(28)代入式(18)可得到式(29)。

$$\frac{V_o^2}{R} = \frac{2n^2 V_o^2}{\pi^2 R_{eq}} \left[ \sum_{\substack{m=0 \\ k=2m+1}}^{\infty} \left( \frac{1}{k^2} \right) \right] \quad (29)$$

求得考虑高次谐波以后的等效电阻如式(30)所示。

$$R_{eq} = \frac{2n^2 R}{\pi^2} \left[ \sum_{\substack{m=0 \\ k=2m+1}}^{\infty} \left( \frac{1}{k^2} \right) \right] \quad (30)$$

### 3.2 扩展谐波二次侧电流滞后相位推导

为了得到副边谐振电流相对于原边电压的相位差, 令二次侧电流  $i_s(t)=0$ , 得到式(31)。

$$i_s(t) = \left(\frac{2}{\pi}\right) \left(\frac{nV_o}{R_{eq}}\right) \cdot \sum_{\substack{m=0 \\ k=2m+1}}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(k\varphi - \varphi_k) = 0 \quad (31)$$

式中:  $\varphi = 2\pi f_s$ 。

表达式的复杂性导致直接求解困难, 利用计算机的迭代求解、反复计算的能力获得二次侧电流的过零相位值。在 Mathcad 中设置求解精度, 并约束过零点区间, 即可求得满足精度的近似解。使用表 1 硬件参数进行实验获得的二极管相位延迟与基波模型及引入高次谐波模型后计算得到的相位值比较, 如图 9 所示。可以发现考虑高次谐波以后, 相比基波模型计算得到的相位最大修正了 10%。

### 3.3 扩展谐波模型增益推导

为了获得所提出的模型的增益表达式, 使用功率平衡方程如式(32)所示。

$$i_s(t) = \left(\frac{2}{\pi}\right) \left(\frac{nV_o}{R_{eq}}\right) \cdot \sum_{\substack{m=0 \\ k=2m+1}}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(2\pi k f_s t - \varphi_k) \quad (25)$$

式中:  $\varphi_k$  为从式(22)计算得出的  $k$ th 谐波的相移。

为了计算输出功率, 需要二次侧电流的均方根值  $i_{s,rms}$ , 其计算方法如式(26)所示。

$$i_{s,rms}^2 = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \int_0^{2\pi} \left[ \sum_{\substack{m=0 \\ k=2m+1}}^{\infty} i_{sk} \sin(k\omega t - \varphi_k) \right]^2 d(\omega t) \quad (26)$$

将式(26)展开:

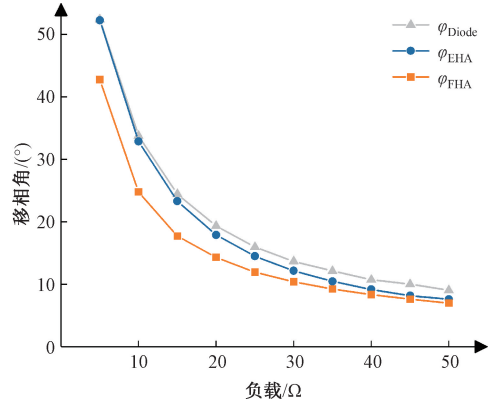


图 9 三种整流方式移相角对比

Fig. 9 Comparison of phase shift Angle of three rectification modes

$$P_{in} = P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (32)$$

在  $k$  次谐波下, 电路的输入功率如式(33)所示。

$$P_{ink} = \frac{1}{2} |v_{ink}| \cdot |i_{ink}| \cos(\theta_k) = \frac{|v_{ink}|^2}{2 \cdot Z_{ink}(k\omega)} \cos(\theta_k) \quad (33)$$

由于输入是一组频率不同的电压源串联而成, 由式(26)~(28)推导可知, 不同频率电压之间没有功率传输, 因此可以采用叠加定理来计算电路的总输入功率。电路的输入总功率如式(34)所示。

$$P_{ink} = \sum_{\substack{m=0 \\ k=2m+1}}^{\infty} \left[ \frac{|v_{ink}|^2}{2 \cdot Z_{ink}(k\omega)} \cos(\theta_k) \right] = \left[ \frac{|v_{in1}|^2}{2 \cdot Z_{in1}(\omega)} \cos(\theta_1) + \left(\frac{1}{3^2}\right) \frac{|v_{in3}|^2}{2 \cdot Z_{in3}(3\omega)} \cos(\theta_3) + \dots \right] = \frac{|v_{in1}|^2}{2} \sum_{\substack{m=0 \\ k=2m+1}}^{\infty} \left( \frac{1}{k^2} \right) \left[ \frac{1}{Z_{ink}(k\omega)} \cos(\theta_k) \right] \quad (34)$$

将式(34)代入式(12)可得式(35)。

$$\frac{2V_{dc}^2}{\pi^2} \sum_{\substack{m=0 \\ k=2m+1}}^{\infty} \left( \frac{1}{k^2} \right) \left[ \frac{1}{Z_{ink}(k\omega)} \cos(\theta_k) \right] = \frac{V_o^2}{R} \quad (35)$$

所提模型的归一化增益表达式如式(36)所示。

$$G_{nEHA} = \frac{nV_o}{V_{dc}} = \sqrt{\left(\left(\frac{2}{\pi^2}\right)n^2R\sum_{m=0}^{\infty}\left(\frac{1}{k^2}\right)\left[\frac{1}{Z_{in k}(k\omega)}\cos(\theta_k)\right]\right)} \quad (36)$$

使用表 1 中的参数,如图 10 所示,绘制了式(20)的  $G_nFHA$  和式(36)的  $G_nEHA$  的归一化增益函数,其中原、副边的谐振频率分别表示为  $f_{pri}$  和  $f_{sec}$ 。

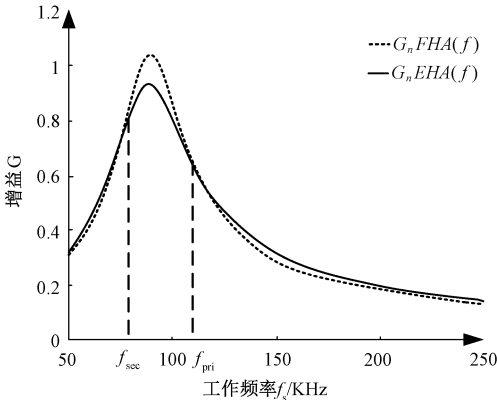


图 10 基于 FHA 及 EHA 的增益曲线

Fig. 10 Gain curves based on FHA and EHA

从图 10 中可以看出,随着工作频率远离谐振频率,并且  $f_s > f_{pri}$  和  $f_s < f_{sec}$  谐波含量增加,从而增加估算增益。对于工作区域  $f_{sec} < f_s < f_{pri}$ ,由于有效电阻  $R_{eq}$  高于  $R_{FHA}$ ,使用扩展谐波模型会导致增益降低。

4 实验验证

4.1 实验平台硬件参数

为了验证上述理论的正确性,搭建实验平台进行验证。采用 TMS320F28335 作为主控芯片,采集工作时的直流电压及电流,从而计算出等效阻抗,根据等效阻抗大小查表所需移相角。其中输入电压固定为 400 V,额定输出电压为 48 V,输出电压可在 40~55 V 变化,变压器变比为 8:1。根据考虑谐波后的增益如式(37)所示。

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{n}G_{nEHA} \quad (37)$$

可以得到归一化增益为 0.83~1.15,谐振频率为 100 kHz,最终硬件参数如表 1 所示。

参数的选择、设计考虑软开关的实现、工作频率以及输出电压增益范围等因素,其中原、副边谐振参数不匹配是为了放大实际电路中原、副边参数的不匹配的影响,进一步体现基波分析在这种情况下的不准确性。最终搭建的实物平台如图 11 所示,PCB 板材采用 FR4,测试时环境温度 为 24℃~26℃,测试仪器如表 2 所示。

4.2 实验结果

如图 12 所示为 HB-CLLC 电路工作在欠谐振工况下

表 1 HB-CLLC 拓扑的关键参数

Table 1 Key parameters of the HB-CLLC topology

参数	数值
输入电压/V	400
输出电压/V	48
谐振频率 $f_r$ /kHz	100
初级侧谐振电容 $C_p$ /nF	30
次级侧谐振电容 $C_s$ /nF	1 020
初级侧谐振电感 $L_p$ /μH	74.73
次级侧谐振电感 $L_s$ /μH	2.13
励磁电感 $L_v$ /μH	470
变压器匝数比 $n$	8:1

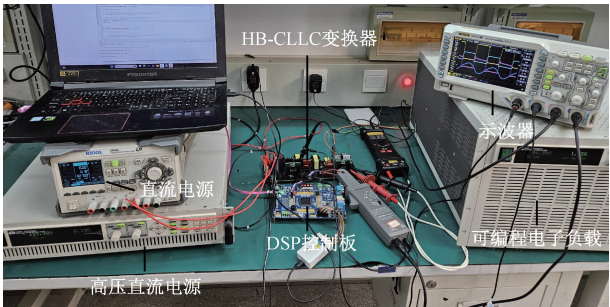


图 11 实物验证平台

Fig. 11 Physical verification platform

表 2 测试仪器型号

Table 2 Model of test instrument

设备名称	型号
大功率电源	MX22.5-3PI-400-FC-SNK
示波器	RIGOL DS2202A
电流探头	CPB150A
高压隔离探头	DP6130A
直流电源	RIGOL dp832a
电子负载	艾德克斯 IT8818

的波形图。可以看出谐振电流周期小于开关管工作周期,在死区时间内开关管两端电压  $V_{ds}$  存在振荡,振荡频率同励磁电感参与谐振时的谐振频率一致,大于谐振腔谐振频率。

如图 13 所示为 HB-CLLC 电路工作在准谐振工况下的波形图。由于二极管的非理想性,导通时刻与二次侧过零点存在小幅度的相移。开关管驱动与谐振电流极性保持高度一致,这表明 MOSFET 体二极管基于谐振电流的极性导通。理想的同步整流 MOSFET 的导通时刻与谐振电流的过零点一致。

如图 14 所示为 HB-CLLC 电路工作在过谐振工况下的波形图。谐振电流周期与 MOSFET 工作周期基本一致,存在唯一的谐振电流过零点,开关管导通与谐振电流

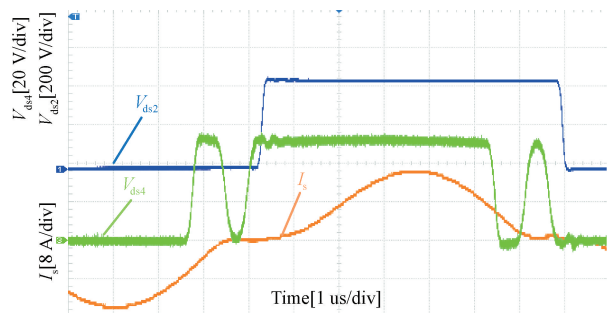


图 12 欠谐振工作波形图

Fig. 12 Waveform diagram of underresonant operation

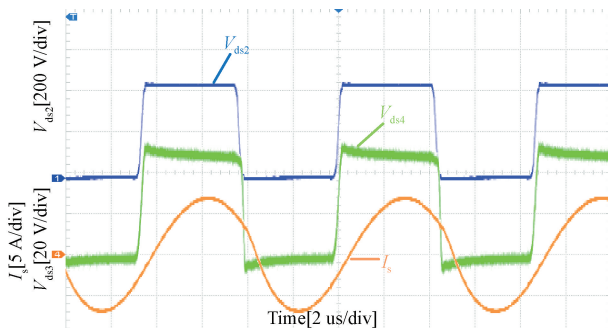


图 13 准谐振工作波形图

Fig. 13 Resonance working waveform diagram

极性存在明显的关联。

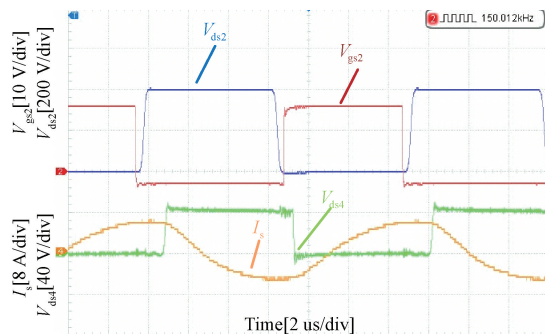


图 14 过谐振工作波形图

Fig. 14 Waveform diagram of over-resonant operation

以准谐振为例,探究不同整流方法之间的区别。如图 15 所示为过谐振工况下,考虑高次谐波以后二次侧电流与输入电压波形图。对比图 14 实验波形,由于谐振电流周期与开关管工作周期一致,此时死区时间对相位的估算误差较小。图中二次侧电流为折算至原边的等效电流,可以得到电流峰值与实验值基本一致。

如图 16 所示为采用基波分析法计算出的相位信息,在 250 W 下进行同步整流的结果。从波形上可以看出 MOS 管的漏源电压和二次侧谐振电流过零点存在大约  $10^\circ$  的相位误差,导致硬开关及额外的功率损失,降低了系统效率。

为了提供一个清晰的对比,如图 17 所示为 250 W 下

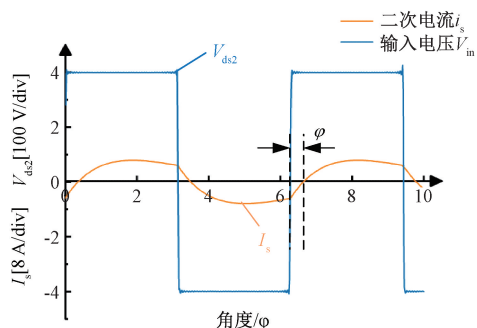


图 15 过谐振二次侧电流计算图

Fig. 15 Overresonant secondary current calculation diagram

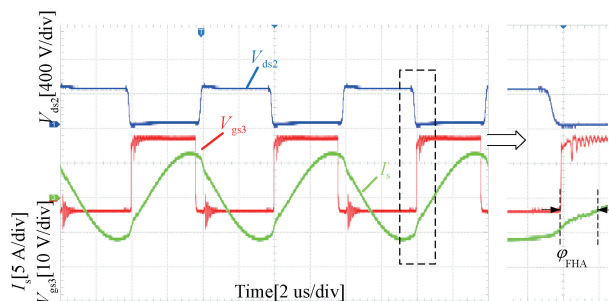


图 16 采用基波分析法的实验波形

Fig. 16 Experimental waveform using fundamental wave analysis method

考虑高次谐波生成相位信息进行同步整流的实验图。MOS 管的开通与二次侧谐振电流一致性大为提高,从而提高了整体电路的效率。如图 18 所示,经过实验验证,采用高次谐波对 HB-CLLC 进行相位修正,变换器的峰值效率可达 97.37%。

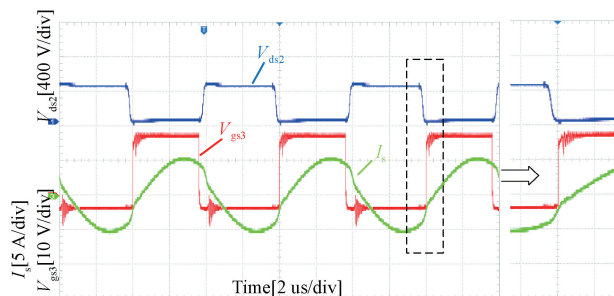


图 17 采用扩展谐波分析法的实验波形图

Fig. 17 The experimental waveform diagram is obtained by extended harmonic analysis

为验证引入高次谐波以后的效率的改进,针对使用基波分析法的同步整流、引入高次谐波的同步整流两种不同的测试条件获取效率数据,并绘制如图 18 所示。

可以发现在 400 V、420 V 两种输入电压下,两种不同的同步整流控制方式效率所功率变化的趋势一致,同等条件下将高次谐波纳入考虑的分析方法在全功率范围内效率均得到了提高,并且功率越大,提升效果也越明显。在

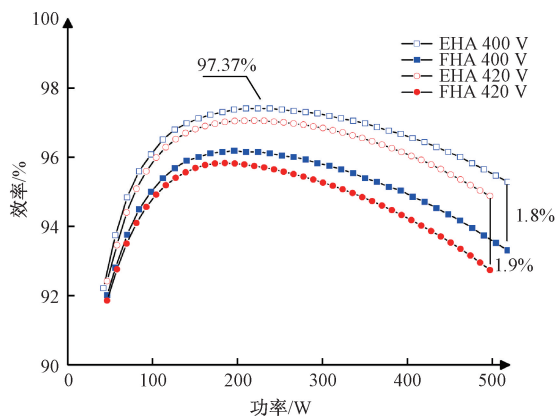


图 18 两种分析方法之间的效率比较

Fig. 18 Efficiency comparison between two analytical methods

400 V 输入下接近半载时取得 97.37% 的峰值效率,在满载时相比基波分析提高 1.8% 的效率;在 420 V 输入时变换器效率下降,但由于工作在欠谐振点,满载时相比基波分析效率提升更明显,达 1.9%。实验结果与上述分析和计算基本一致。

如图 19 所示为在热成像仪对变换器采用 FHA、EHA 不同控制方式在满载工况下的扫描分析,可以发现采用 EHA 相比 FHA 控制,副边开关管温度得到了有效的降低,进一步证明本文所提理论的正确性。

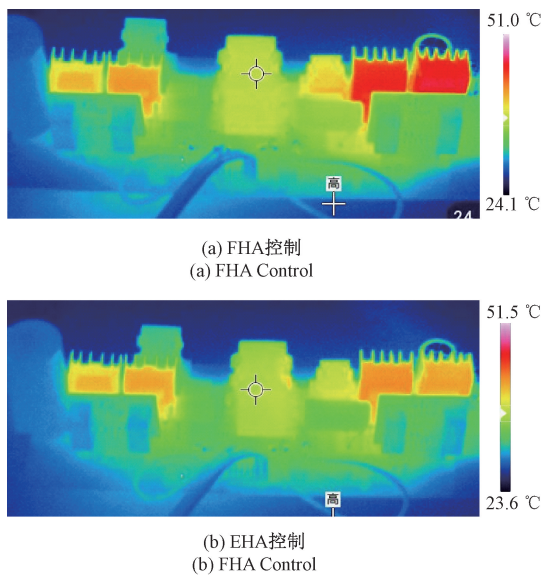


图 19 半载工况下温度测试

Fig. 19 Temperature test under half load condition

## 5 结 论

本文提出了引入高次谐波对双向半桥 CLLC 变换器进行建模分析,并使用这种方法计算初级和次级侧开关之间所需的移相角,以实现输出侧的同步整流。并搭建一台 400 V 输入、48 V 输出、满载功率 500 W 的实验样机验证

理论分析,实验结果表明:所提出的理论在全负载范围内有效提高了变换器的效率,特别是在额定功率下,效率提升最高可达 1.8%,峰值效率为 97.37%。同时该方法仅需测量直流电压和电流,即可计算出次级侧电流的移相角,减少对高频传感器的依赖,并提高了变换器的整体功率密度。

## 参考文献

- [1] 马帅旗,任思嘉,贺海育,等. 储能交错并联双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制[J]. 电子测量技术, 2024, 47(13):35-44.  
MA SH Q, REN S J, HE H Y, et al. Active disturbance rejection control of Interleaved bidirectional DC-DC converter for energy storage[J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(13): 35-44.
- [2] MALAN W L, VILATHGAMUWA D M, WALKER G R. Modeling and control of a resonant dual active bridge with a tuned CLLC network [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(10): 7297-7310.
- [3] 张涛. LLC 全桥变换器电动汽车充电机设计[J]. 电气技术, 2018, 19(8):164-167.  
ZHANG T. Design of LLC full-bridge converter for electric vehicle chargers [J]. Electric Power Technology, 2018, 19(8): 164-167.
- [4] 雷志方,汪飞,高艳霞,等. 面向直流微网的双向 DC-DC 变换器研究现状和应用分析[J]. 电工技术学报, 2016, 31(22): 137-147.  
LEI ZH F, WANG F, GAO Y X, et al. Research status and application analysis of bidirectional DC-DC converters in DC microgrids[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(22): 137-147.
- [5] SUN X, SHEN Y, ZHU Y, et al. Interleaved boost-integrated LLC resonant converter with fixed-frequency PWM control for renewable energy generation applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(8): 4312-4326.
- [6] 刘维莎,石荣亮,周其锋,等. 基于超级电容的双向 DC/DC 变换器建模与控制[J]. 电子测量技术, 2024, 47(14):72-79.  
LIU W SH, SHI R L, ZHOU Q F, et al. Modeling and control of bidirectional DC/DC converter based on supercapacitor [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(14): 72-79.
- [7] LI B, JING L, WANG X, et al. A smooth mode-switching strategy for bidirectional OBC base on V2G technology[C]. 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2019:



- 3320-3324.
- [8] 王伟健, 李鑫, 张文雅. 高效率全桥 LLC 谐振变换器参数设计研究[J]. 电子测量技术, 2024, 47(24): 1-11.
- WANG W J, LI X, ZHANG W Y. Parameter design of high efficiency full-bridge LLC resonant converter[J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(24): 1-11.
- [9] 赵永秀, 雷鸣, 王崇杰, 等. 对称式谐振腔双变压器半桥 LLC 效率优化设计[J]. 电子测量技术, 2024, 47(20):7-14.
- ZHAO Y X, LEI M, WANG CH J, et al. Efficiency optimization design of symmetrical resonator double transformer half-bridge LLC [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(20):7-14.
- [10] 丁超, 李勇, 姜利, 等. 电动汽车直流充电系统 LLC 谐振变换器软开关电压边界分析[J]. 电工技术学报, 2022, 37(1):3-11.
- DING CH, LI Y, JIANG L, et al. Analysis of the soft switching voltage boundary for the LLC resonant converter in electric vehicle DC charging systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(1): 3-11.
- [11] YU H, XIE X, XU S, et al. A novel synchronous rectifier driving scheme for LLC converter based on secondary rectification current emulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 37(4): 3825-3835.
- [12] CHEN N, CHEN M, LI B, et al. Synchronous rectification based on resonant inductor voltage for CLLC bidirectional converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 37(1): 547-561.
- [13] ZUOU X, WANG L L, GAN Y M, et al. Accurate analysis and design of the circuit parameters of LLC DC-DC converter with synchronous rectification[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(12): 15051-15065.
- [14] SUN CH H, SUN Q Y, WANG R, et al. Universal synchronous rectification scheme for LLC resonant converter using primary-side inductor voltage [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(6): 5747-5759.
- [15] ZOU SH L, LU J H, MALLIK A, et al. Bi-directional CLLC converter with synchronous rectification for plug-in electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 54(2): 998-1005.
- [16] GAO Y, SUN K, LIN X, et al. A phase-shift-based synchronous rectification scheme for bi-directional high-step-down CLLC resonant converters[C]. 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). IEEE, 2018: 1571-1576.
- [17] 张国澎, 孙新迪, 王浩, 等. CLLC 谐振变换器同步整流软开关失效分析与应对[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(8):143-151.
- ZHANG G P, SUN X D, WANG H, et al. Soft-switching failure analysis and countermeasures for synchronous rectification of the CLLC converter[J]. Journal of Electric Machines and Control, 2024, 28(8):143-151.
- [18] 赵子先, 康龙云, 于玮, 等. 基于简化时域模型的 CLLC 直流变换器参数设计[J]. 电工技术学报, 2022, 37(5):1262-1274.
- ZHAO Z X, KANG L Y, YU W, et al. Parameter design of CLLC DC converters based on a simplified time-domain model [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(5): 1262-1274.
- [19] CAO Y L, NGO M, BURGOS R, et al. Switching transition analysis and optimization for bidirectional CLLC resonant DC transformer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 37(4): 3786-3800.
- [20] CHEN H, WANG L H, SUN K, et al. A switching delay strategy for sensorless synchronous rectification in CLLC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 39(1): 280-293.
- [21] 廖嘉睿, 杭丽君, 但志敏, 等. 宽范围 CLLC 双向同步整流数字控制方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(14):3632-3642.
- LIAO J R, HANG L J, DAN ZH M, et al. Digital control method of wide range CLLC bidirectional synchronous rectification[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(14):3632-3642.
- [22] 李浩然, 崔超辉, 王生东, 等. 基于二阶拟合模型的 SiC 双向 LLC 数字同步整流控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(24):6191-6203.
- LI H R, CUI CH H, WANG SH D, et al. Digital synchronous rectification control of SiC bidirectional LLC based on second-order fitting model [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(24): 6191-6203.
- [23] 李树娟, 张振国, 叶玉曜, 等. 双向对称型 LLC 谐振变换器参数优化分析[J]. 电子测量技术, 2017, 40(6): 58-61, 75.
- LI SH J, ZHANG ZH G, YE Y Y, et al. Parameter optimization analysis of bidirectional symmetrical LLC

resonant converter [ J ]. Electronic Measurement Technology, 2017, 40(6): 58-61,75.

作者简介

王党树(通信作者),博士,主要研究方向为本质安全开关电源及本安防爆理论、新能源功率变换及其应用、电力电子电路与装置及控制技术等。

E-mail:wangdangshu@sohu.com

张入川,硕士研究生,主要研究方向为双向 CLLC 谐振变换器。

E-mail:zrc12311@163.com

刘明要,硕士研究生,主要研究方向为四开关 BUCK-BOOST 变换器及 LLC 变换器。

E-mail:2580116043@qq.com

杨嘉豪,硕士研究生,主要研究方向为 VIENNA 整流器中点电位平衡研究。

E-mail:1299787477@qq.com

王静,硕士研究生,主要研究方向为全向无线电能传输。

E-mail:923675263@qq.com