

高频谐振变换器在过载限流下的 数字同步整流控制方法

宁煜航¹, 白小青², 王康平¹, 赵若辰¹, 魏高昊¹

(1. 西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安; 2. 西安爱科赛博电气股份有限公司, 710119, 西安)

摘要: 针对 LLC 谐振变换器在过载限流工况下因频率提高导致原、副边出现相移, 进而造成同步整流控制困难的问题, 提出一种基于数字控制的同步整流控制方法。构建了 LLC 变换器在过载限流工况下的等效模型, 分析相移产生机理, 并揭示了相移与输出电压及开关频率的关系; 应用简化最优轨迹控制方法, 结合状态轨迹图分析得到不同输出电压下相移特性曲线的拟合关系式; 在控制器中预置相移角以有效降低运算复杂度, 仅利用电压反馈信号即可实现同步整流的相移补偿, 生成准确的同步整流控制信号, 无需附加检测及控制电路。搭建了输入电压为 270 V、输出电压为 28 V 的半桥 LLC 变换器实验样机, 在 350~900 kHz 频率范围内进行限流值为 50 A 的过载限流实验。实验结果表明: 所提出的相移补偿方法能够有效跟踪相移变化, 在稳态与瞬态过程中均实现了同步整流的准确控制; 所提出的数字同步整流控制方法在宽频率范围内具有良好的适应性, 可有效抑制因相移引起的同步整流误动作, 显著提升变换器在过载限流工况下的运行可靠性。

关键词: 过载限流; 同步整流; LLC 变换器; 简化最优轨迹控制

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202603017 **文章编号:** 0253-987X(2026)03-0175-12

Digital Synchronous Rectification Control Method for High-Frequency Resonant Converters Under Overload Current Limiting Conditions

NING Yuhang¹, BAI Xiaoqing², WANG Kangping¹, ZHAO Ruochen¹, WEI Gaohao¹

(1. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. Xi'an Actionpower Electric Co., Ltd., Xi'an 710119, China)

Abstract: To address the phase shift between primary and secondary sides caused by frequency elevation in LLC resonant converters under overload current limiting conditions, which complicates synchronous rectification control, this study proposes a digital synchronous rectification control method. An equivalent model of the LLC converter under overload current-limiting conditions is established to analyze the phase shift generation mechanism and reveal the relationship between phase shift, output voltage, and switching frequency. By applying a simplified optimal trajectory control approach and analyzing state trajectory diagrams, fitting equations for phase shift characteristics under varying output voltages are derived. A phase shift angle is preset in the controller to reduce computational complexity. Only voltage feedback

收稿日期: 2025-04-16。 作者简介: 宁煜航(2001—), 男, 博士生; 王康平(通信作者), 男, 教授, 博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52277198); 广东省重点领域研发计划资助项目(2024B0101060002); 中央高校基本科研业务费资助项目(xtr042024018)。

网络出版时间: 2025-12-03

网络出版地址: <https://link.cnki.net/urlid/61.1069.T.20251203.1124.006>

signals are required to achieve phase shift compensation for synchronous rectification, generating accurate control signals without additional detection or control circuits. A half-bridge LLC converter prototype with 270 V input voltage and 28 V output voltage is built for overload current-limiting experiments with a 50 A current limit across a 350—900 kHz frequency range. The experimental results demonstrate that the proposed phase shift compensation method effectively tracks phase shift variations, achieving precise synchronous rectification control in both steady-state and transient processes. The proposed digital synchronous rectification control method exhibits strong adaptability across wide frequency ranges and effectively suppresses malfunctions caused by phase shifts, significantly enhancing the operational reliability of the converter under overload current limiting conditions.

Keywords: overload current limiting; synchronous rectification; LLC converter; simplified optimal trajectory control

航空电源系统的核心要求是高可靠性、高效率和功率密度^[1-3]。为提高航空电源系统的供电可靠性,作为关键部件的航空 DC/DC 变换器必须具备一定的过载能力^[4],即在过载时能将输出电流限制在一定值并维持一段时间运行,以避免误动作。在众多 DC/DC 变换器拓扑中,LLC 谐振变换器因其高效率、软开关特性和易于磁集成等显著优势,已成为航空 DC/DC 变换器的优选方案^[5-6]。此外,同步整流技术的使用可以进一步降低 LLC 变换器副边同步整流管的损耗,从而提高整体效率,在低输出电压和大输出电流的应用场景中尤为重要^[7-8]。

在过载限流工况下,当航空用 LLC 变换器的输出电流大于电流限幅后,通过逐渐提高 LLC 开关频率,可使输出电压逐渐减小直至接近于 0,从而将输出电流限制在设定的范围内^[9]。过载限流过程中 LLC 的输出电压低、输出电流大,若此时使用合适的同步整流,可以极大地减小损耗,从而保证 LLC 在过载限流工况下较长时间的运行。在过载限流工况下,不同开关频率、输出电压时,原、副边的电压信号会产生不同角度的相移。原、副边的相移对同步整流的控制提出了更高的要求,如果同步管提前开通,则副边管会流过反向电流,导致损耗增加;如果上、下同步管的驱动信号产生了交叠,则会导致副边短路甚至器件损坏。

目前常见的同步整流控制方法是在过载限流瞬态过程中关闭 LLC 副边同步整流管的驱动信号,但这种方法在大电流的瞬态过程中,副边损耗很大且发热严重,很容易损坏器件,需要增强变换器的散热能力,例如增大散热器,但这使变换器体积增大而减小了功率密度;或者需要在瞬态过程中也开启同步整流,减小副边损耗从而减少发热。

目前主要有以下同步整流控制方法。①传统数字同步整流控制方法^[10-11]。在控制器中将原边管和副边管的驱动信号进行同步,同步整流开通时间与原边驱动信号一致,同步整流关断的时间由控制器决定。传统的数字同步整流控制方法无法在瞬态过程中对相移进行补偿,会造成同步整流提前开通与提前关断,引起环流损耗增大。②检测同步管电流的方法^[12]。当检测到同步管流过电流大于 0 时,开通对应的同步管的驱动信号。该方法虽然可以在原、副边有相移的情况下控制同步整流,但这种方法一般采用电流互感器、罗氏线圈、霍尔传感器等来检测同步管电流,电流互感器等需要串联在电路中或绕在导线上,这将导致变压器二次侧的漏感和电阻增大,还会导致变压器二次侧产生电压尖峰和损耗增大。③检测同步管体二极管导通时间的方法^[13]。同步整流的开通时间与原边驱动信号同步,通过检测同步管体二极管的导通时间来调整同步整流的关断时间,使体二极管的导通时间最小。虽然检测体二极管导通时间的方法可以很好地控制关断时刻,但该方法中同步整流的开通时间仍与原边驱动信号同步,当原、副边相移过大时会使同步整流的导通时间超过半个开关周期,从而导致上、下同步管同时导通,在副边引起环流,增大了损耗,甚至会损坏器件。④检测同步管管压降 V_{ds} 的方法^[14-15]。同步管的体二极管导通时,同步管两侧压降为负的二极管正向压降,检测到管压降小于开通阈值后开启同步整流,开通后管压降为导通电阻与电流的乘积(此时为负),当检测到管压降大于关断阈值后关闭同步整流。这种方法虽然可以在原、副边有相移的情况下控制同步整流,但在高频大电流场景下,由于布局等引入的寄生参数尤其是寄生电感所引起的压降与开关管中的导通电阻引起的压降叠加,导致同步整流的开通与关

断时间并不能准确地控制。

基于以上问题,本文提出了一种针对高频 LLC 谐振变换器在过载限流工况下原、副边有相移时的数字同步整流控制方法。该方法无需额外的检测电路或控制电路,仅利用闭环控制中的电压反馈量,通过计算和查表得到对应状态下的相移,从而在数字控制中对同步整流的相移进行补偿。本文首先分析了在过载限流过程中原、副边之间产生相移的机理以及此时的工作模式;然后利用简化最优轨迹控制,绘制了状态轨迹图并定量分析了原、副边之间相移的大小与输出电压、输出电流之间的关系;最后,在实验中验证了该相移与输出电压、输出电流之间关系的正确性,并在过载限流实验中进行相移补偿,有效实现了稳态和瞬态过程的同步整流控制。

1 过载限流工况分析

图 1 所示为半桥 LLC 谐振变换器,其正常工作时,变压器原边开关管 Q_1 、 Q_2 交替导通,桥臂中点电压 V_{sw} 以开关频率变化,谐振腔中谐振电感 L_r 的电流 I_{L_r} 与谐振电容 C_r 的电压 V_{C_r} 均以谐振频率变化。在过载限流工况下, V_{sw} 与副边同步管 Q_4 的源极、漏极两端电压 V_{ds_Q4} 的相位差为相移角 θ ,且副边相位滞后于原边相位,如图 2 所示, V_{ds_Q3} 为同步管 Q_3 的源极、漏极两端电压。

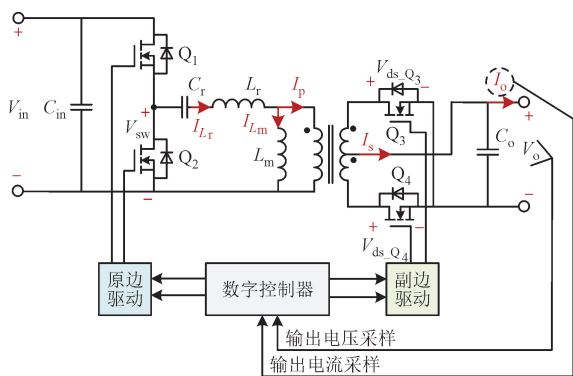


图 1 半桥 LLC 谐振变换器框图

Fig. 1 Block diagram of half-bridge LLC resonant converter

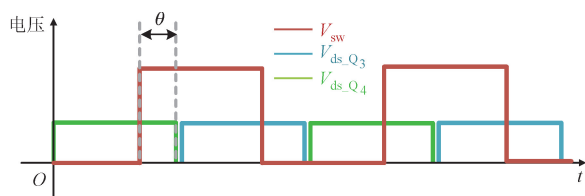
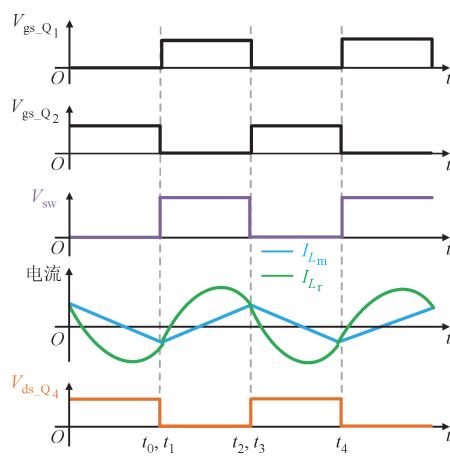


图 2 过载限流工况下 LLC 变换器原边和副边的相移

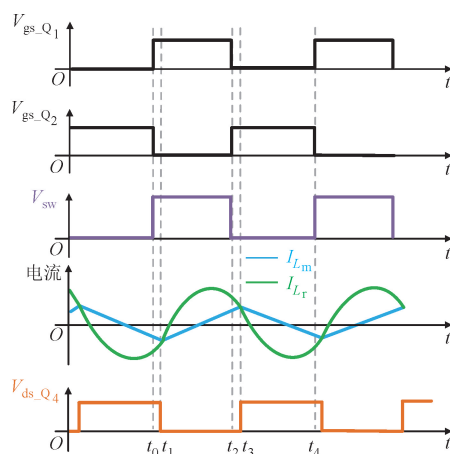
Fig. 2 Phase shift between primary and secondary side under overload current limiting condition

1.1 开关频率 f_s 大于等于谐振频率 f_0 时的时序

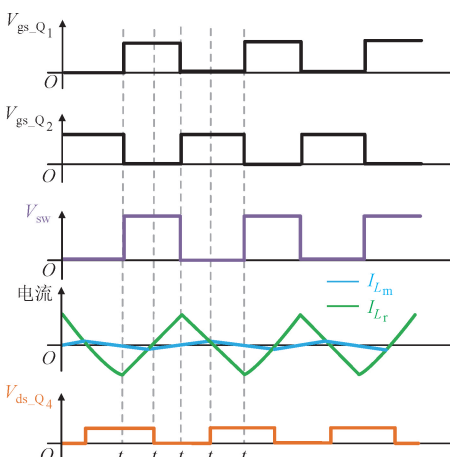
图 3 给出了 LLC 变换器在开关频率 f_s 大于等于 f_0 , 以及远大于谐振频率 f_0 时的时序图。



(a) $f_s = f_0, V_o = V_{o_nom}$



(b) $f_s > f_0, V_o < V_{o_nom}$



(c) $f_s \geq f_0, V_o \approx 0$

图 3 $f_s \geq f_0$ 时 LLC 变换器时序

Fig. 3 Time sequence diagram when $f_s \geq f_0$

当 $f_s = f_0$ 时,该工作点为 LLC 变换器的理想工作点,此时输出电压为额定输出电压 V_{o_nom} ,可以

同时实现原边开关管零电压开通和副边开关管零电流关断。在原边开关管动作时刻,谐振电感电流 I_{L_r} 恰好等于励磁电流 I_{L_m} ,如图 3(a) 所示;当 $f_s > f_0$ 时,在原边开关管动作时刻,谐振腔内谐振电感电流 I_{L_r} 不等于励磁电流 I_{L_m} , I_{L_r} 还需一段时间下降才能与 I_{L_m} 相等,如图 3(b) 所示;当 $f_s \geq f_0$ 时,输出电压约为 0,变压器初级侧电压也接近 0,输入电压直接加在谐振电感两端,谐振电感电流近似以三角波变化,如图 3(c) 所示, g_{gs-Q_1} 和 V_{gs-Q_2} 分别为开关管 Q_1 、 Q_2 的栅极驱动电压。

若 LLC 变换器初始工作在 $f_s = f_0$ 的理想工作点,在输出电流达到电流限幅后,逐渐提高开关频率可以降低输出电压直至输出电压接近于 0,使得输出电流维持在限流值附近。在该过载限流阶段, f_s 始终大于 f_0 。对应于图 3(b) 所示, $t_0 \sim t_1$ 时刻原边上管 Q_1 开通,谐振腔内输入电压为 V_{in} ,但此时流过谐振电感 L_r 的电流 I_{L_r} 方向为负,且小于励磁电流 I_{L_m} 。副边 Q_3 导通、 Q_4 不导通,励磁电感被 $-nV$ 。钳位,励磁电流 I_{L_m} 反向增大,谐振电感电流 I_{L_r} 反向减小,直至 t_1 时刻励磁电流 I_{L_m} 与谐振电感电流 I_{L_r} 相等。

$t_1 \sim t_2$ 时刻原边上管 Q_1 仍然开通,谐振腔内输入电压仍为 V_{in} ,流过谐振电感 L_r 的电流 I_{L_r} 方向由负向正转变,且一直大于励磁电流 I_{L_m} 。副边 Q_4 导通、 Q_3 不导通,励磁电感被 nV 。钳位,励磁电流 I_{L_m} 由负变化至 0,又从 0 开始正向增大,直至 t_2 时刻原边 Q_1 关闭。 $t_2 \sim t_3$ 、 $t_3 \sim t_4$ 时刻的工作模式分别与 $t_0 \sim t_1$ 、 $t_1 \sim t_2$ 时刻类似,不再赘述。

1.2 相移产生机理

采用基波分析法分析 LLC 谐振变换器^[16-17],假设变换器中只有基波分量(即开关频率分量)在传递能量,而忽略所有高次谐波的影响,可将复杂的非线性电路转化为近似线性的电路来分析,等效电路如图 4 所示。其中 V_{sw1} 为原边半桥中点电压 V_{sw} 的基波分量有效值, R_{ac} 为变压器副边负载 R_L 折算到原边的等效负载, $R_{ac} = 8n^2 R_L / \pi^2$, n 为变压器匝比^[18-20]。

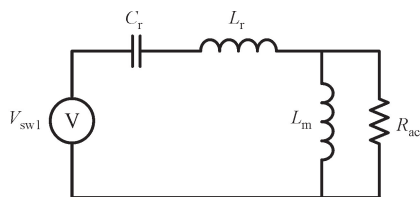


图 4 LLC 谐振变换器等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of LLC resonant converter

从输入侧看,输入阻抗 Z_{in} 由谐振电容 C_r 、谐振电感 L_r 、励磁电感 L_m 以及等效负载 R_{ac} 共同组成

$$Z_{in} = j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r} + \frac{j\omega L_m R_{ac}}{j\omega L_m + R_{ac}} \quad (1)$$

式中: ω 为开关角频率,谐振腔的特征阻抗 $Z_0 = \sqrt{L_r/C_r}$,以 Z_0 为基准值时 Z_{in} 的标么值 Z_{inN} 表达式为

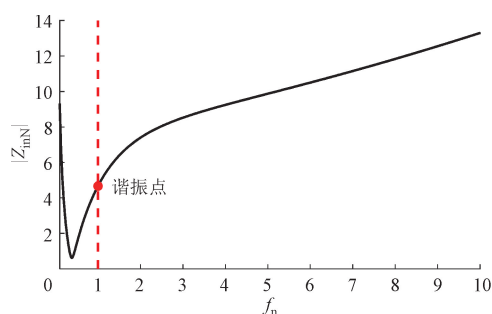
$$Z_{inN} = \frac{QL_n^2 f_n^2}{Q^2 L_n^2 f_n^2 + 1} + j \left(f_n - \frac{1}{f_n} + \frac{L_n f_n}{Q^2 L_n^2 f_n^2 + 1} \right) \quad (2)$$

其中, f_n 为开关频率 f_s 与谐振频率 f_0 的比值, $f_n = f_s/f_0$; L_n 为励磁电感 L_m 与谐振电感 L_r 的比值, $L_n = L_m/L_r$; Q 为品质因数, $Q = Z_0/R_{ac}$ 。在 LLC 参数确定的时候, L_n 和 Q 均为固定值。

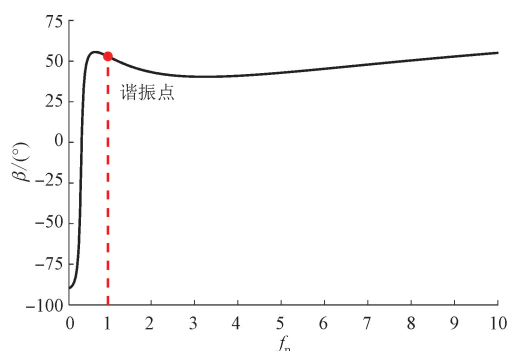
输入阻抗的相位角 β 为

$$\beta = \arctan \left(\frac{L_n f_n^2 + (Q^2 L_n^2 f_n^2 + 1)(f_n^2 - 1)}{QL_n^2 f_n^3} \right) \quad (3)$$

图 5 所示为输入阻抗的模 $|Z_{inN}|$ 及其相位角 β 与 f_n 的关系曲线。在 $f_n \geq 1$ 的区域,相位角 β 始终大于 0,输入阻抗呈感性。随着开关频率的上升,感性阻抗不断增大,表明随着开关频率的提高,输入电流滞后于输入电压的相位越大,导致 R_{ac} 的电压滞后于 V_{sw1} 的相位越大,即原电路中 LLC 变换器的副边电压滞后于原边电压的相位越大。



(a) $|Z_{inN}|$ 与 f_n 关系曲线



(b) β 与 f_n 关系曲线

图 5 输入阻抗与频率的关系曲线

Fig. 5 Input impedance curve

在过载限流工况下,输出电流维持在限流值附近,通过提高开关频率使输出电压降低, R_{ac} 随之下降,并进而使 Q 下降。为了更直观地分析 LLC 原、副边电压之间的相移,需把图 4 所示等效电路的 R_{ac} 替换为恒流源 I_{ac} 以贴合过载限流的实际工况,如图 6 所示。 I_{ac} 与 V_{sw1} 之间的相位差即为过载限流工况下提高开关频率以降低输出电压所导致的原、副边相移。

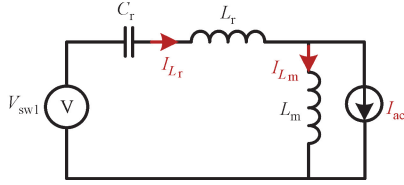
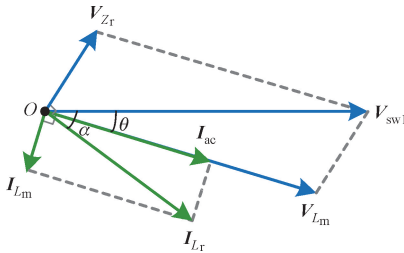


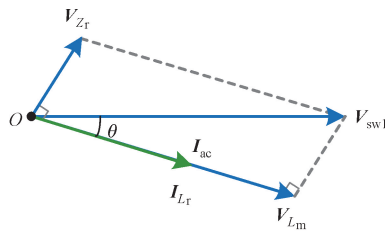
图 6 过载限流工况下的 LLC 变换器等效电路

Fig. 6 Equivalent circuit of LLC converter under overload current limiting condition

由输入阻抗分析可知,过载限流工况下输入阻抗呈感性,电流相位滞后于电压相位,根据相量法以输入电压 V_{sw1} 的相位为基准,可得到如图 7(a) 所示的相量图。其中 θ 为 I_{ac} 与 V_{sw1} 之间的相位差,即 LLC 变换器原、副边电压之间的相移; V_{Z_r} 为谐振电容和谐振电感组成的阻抗两端的电压; V_{L_m} 为励磁电感电压,其与 I_{ac} 同相位。由于励磁电感电流远远小于输出电流和谐振电流,因此可以忽略励磁电感电流,相量图可进一步简化为图 7(b) 所示。此时 I_{ac} 和 I_{L_r} 相量重合, V_{Z_r} 和 V_{L_m} 近乎垂直。



(a) 过载限流工况相量图



(b) 简化后的过载限流工况相量图

图 7 过载限流工况等效电路的相量图

Fig. 7 Phasor diagram of equivalent circuit for overload current limiting condition

根据图 7 可得电压与电流方程组

$$\begin{cases} |V_{sw1}| \sin \theta = |V_{Z_r}| \\ V_{Z_r} = I_{L_m} Z_r \\ I_{L_r} = I_{ac} \end{cases} \quad (4)$$

式中: Z_r 为谐振电感和谐振电容组成的阻抗, $Z_r = j\omega L_r + 1/j\omega C_r$; $|V_{sw1}|$ 、 $|V_{Z_r}|$ 分别为对应相量的模。简化求解得到 θ 为

$$\theta = \arcsin\left(\frac{|Z_r| |I_{ac}|}{|V_{sw1}|}\right) \quad (5)$$

过载限流工况下提频使得增益减小,输出电压减小,输出电流平均值 I_o 维持限流值不变。 I_{ac} 的模 $|I_{ac}|$ 为 I_o 折算到原边后的正弦峰值, $|I_{ac}| = \pi I_o / 2n$; V_{sw1} 的模 $|V_{sw1}|$ 为原边半桥中点电压 V_{sw} 的基波分量峰值, $|V_{sw1}| = 2V_{in} / \pi$, V_{in} 为输入电压。因此式(5)可以改写为

$$\theta = \arcsin\left[\frac{\pi^2 I_o \omega_0 L_r (f_n^2 - 1)}{4n V_{in} f_n}\right] \quad (6)$$

式中: ω_0 为 L_r 和 C_r 的谐振角频率, $\omega_0 = 2\pi f_0$ 。由此可得,在不同输出电流限流值下,相移与频率 f_n 的关系曲线如图 8 所示。

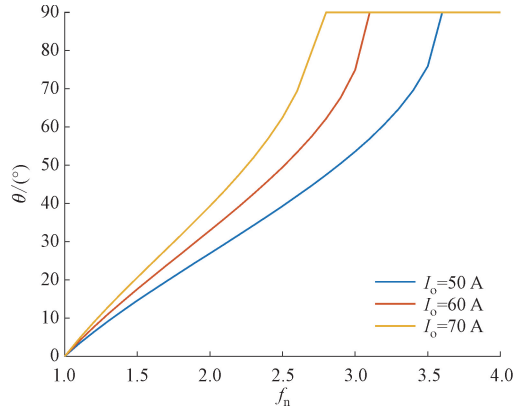


图 8 不同限流值时相移 θ 与频率 f_n 的关系曲线

Fig. 8 Curve of phase shift versus frequency f_n at different current limiting values

在过载限流过程中,随着 f_n 的上升,LLC 变换器原、副边电压之间的相移增大, f_n 较大时相移接近 90° ,且 I_o 增大时相移也会增大,相移严重影响了过载限流工况下副边同步整流的精确控制。如图 3(b) 所示, t_2 时刻原边 Q_1 关断, V_{sw} 从正变为 0,但此时谐振电感电流 I_{L_r} 大于励磁电流 I_{L_m} ,直至 t_3 时刻才等于励磁电流 I_{L_m} ,副边同步管 Q_4 的 V_{ds, Q_4} 才从 0 变为正, LLC 变换器的原边和副边之间产生相移,副边滞后于原边且相移时间为 $t_3 - t_2$ 或 $t_1 - t_0$ 。此外,如图 3(c) 所示,当 $f_s \gg f_0$ 时,输出电压约等于 0,相移时间约

为开关周期的 $1/4$, 相移角接近 90° 。

2 过载限流工况的状态轨迹分析

2.1 过载限流过程的简化

在过载限流过程中, LLC 变换器的输出电流保持限流值不变, 因此不断增大频率、降低输出电压过程中 LLC 的副边电流平均值一直保持不变, 故副边开关管导通的半个周期中的电流半波平均值也保持不变。 $f_s = f_0$ 时, 输出电压 V_o 等于额定输出电压 V_{o_nom} , 此时副边电流波形恰好为正弦波形式; 随着 f_s 的增大, 输出电压 V_o 逐渐减小, 且此时副边电流波形逐渐向三角波畸变, 直至 V_o 接近于 0 时, 副边电流波形近似变为三角波。

三角波电流的平均值 I_{ta} 和峰值 I_{tp} 的关系为 $I_{ta} = I_{tp}/2$; 正弦波电流的平均值 I_{sa} 和峰值 I_{sp} 的关系为 $I_{sa} = 2I_{sp}/\pi$ 。因为副边电流平均值不变, 所以正弦波电流峰值 I_{sp} 和三角波电流峰值 I_{tp} 满足如下关系

$$I_{sp} = \frac{\pi}{4} I_{tp} \quad (7)$$

为降低运算复杂度, 作出如下简化。将副边电流从正弦波畸变到三角波的过程, 简化为副边电流的峰值随输出电压减小而线性增大的过程。如图 9 所示, V_{oN} 为输出电压相对额定输入电压的标么值, 在本文设计中额定输出电压为额定输入电压的 $1/2n$ 倍。图 9 中输出电压从左至右为 $V_{o1} \sim V_{o4}$ (相应的标么值为 $V_{oN1} \sim V_{oN4}$) 时对应的副边电流波形, 其具有相同的平均值。随着 V_{oN} 的减小, I_{sp} 值在线性增大, 即 $V_{oN1} < V_{oN2} < V_{oN3} < V_{oN4}$, 所对应的副边电流峰值 $I_{sp1} > I_{sp2} > I_{sp3} > I_{sp4}$ 。因此可以得到经简化拟合后在任意输出电压 V_{oN} 时对应的副边电流峰值 I_{sp} 的表达式为

$$I_{sp} = I_{tp} - 2nV_{oN}(I_{tp} - I_{sp}) \quad (8)$$

在输出电压接近 0 时, 此时流过副边的电流波形近似三角波, 三角波电流峰值 I_{tp} 等于输出电流平

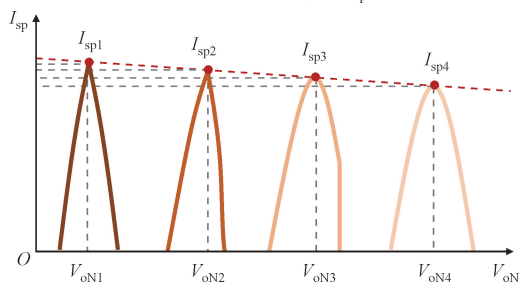


图 9 不同输出电压时的副边电流

Fig. 9 Waveform of secondary side current under different output voltage

均值 I_o 的 2 倍, $I_{tp} = 2I_o$ 。

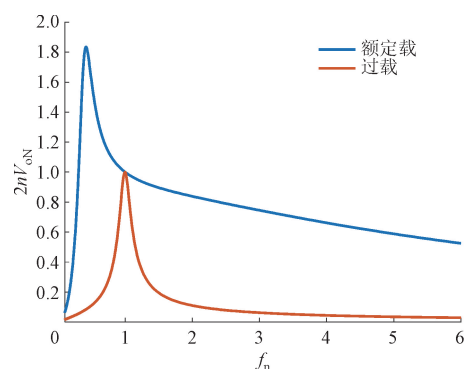
在输出电压为 V_{oN} 时, 副边电流的峰值 I_2 为

$$I_2 = [2 - nV_{oN}(4 - \pi)]I_o \quad (9)$$

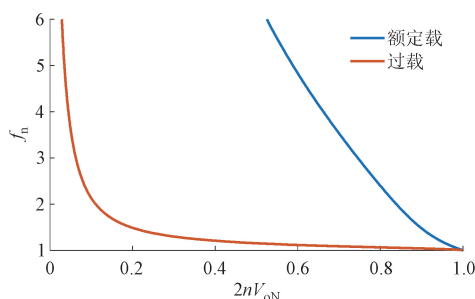
折算到 LLC 原边的电流峰值 I_1 为副边电流峰值 I_2 的 $1/n$ 倍, 表达式如下

$$I_1 = \frac{I_2}{n} = \frac{[2 - nV_{oN}(4 - \pi)]I_o}{n} \quad (10)$$

在不同输出电压以及不同频率时, 励磁电流的峰值 $I_{Lm, max} = nV_o/4L_m f_s$, 电压增益为 M_g 时输出电压相对额定输入电压 V_{in} 的标么值满足 $V_{oN} = M_g(f_n)/2n$ 。LLC 变换器增益与 f_n 的关系如图 10 所示。



(a) 增益随 f_n 变化的曲线



(b) f_n 随增益变化的曲线

图 10 LLC 变换器增益与 f_n 的关系曲线

Fig. 10 Relationship curve between gain of LLC converter and f_n

$f_n > 1$ 的范围内 f_n 与 V_{oN} 的关系为 $f_n = M_g^{-1}(2nV_{oN})$, 励磁电流峰值 $I_{Lm, max}$ 可表示为

$$I_{Lm, max} = \frac{nV_o}{4L_m f_0 f_n} = \frac{nV_o}{4L_m f_0 M_g^{-1}(2nV_{oN})} \quad (11)$$

谐振电感电流 I_{Lr} 和变压器原边电流 I_p 、变压器励磁电流 I_{Lm} 之间满足 $I_{Lr} = I_p + I_{Lm}$ 。已知谐振腔的特征阻抗 $Z_0 = \sqrt{L_r/C_r}$, 以 V_{in}/Z_0 为电流的基准值, 变压器原边电流、励磁电流、谐振电感电流的标么值分别表示如下, $I_{pN} = I_p Z_0/V_{in}$, $I_{LmN} = I_{Lm} Z_0/V_{in}$, $I_{LrN} = I_{Lr} Z_0/V_{in}$ 。

2.2 相移角的计算

为实现精准的数字同步整流控制,采用简化最优轨迹控制方法对 LLC 变换器的过载限流过程进行分析和计算。根据最优轨迹控制^[21-26]方法对 LLC 各个时序进行分析,结合图 3 所示时序图可知,在一个开关周期内, $t_0 \sim t_1$ 对应 $\widehat{AB}$,为工作模式 II; $t_1 \sim t_2$ 对应 $\widehat{BC}$,为工作模式 I; $t_2 \sim t_3$ 对应 $\widehat{CD}$,为工作模式 V; $t_3 \sim t_4$ 对应 $\widehat{DA}$,为工作模式 IV。每段弧对应不同的弧度,根据对称性: $\widehat{AB}$ 的弧度等于 $\widehat{CD}$ 的弧度, $\widehat{BC}$ 的弧度等于 $\widehat{DA}$ 的弧度。各段弧弧度的和与谐振角频率 ω_0 的比值等于开关周期 T_s ,即 $t_4 \sim t_0$ 。相移时间 $t_3 \sim t_2$ 或 $t_1 \sim t_0$ 也可以由 $\widehat{AB}$ 或 $\widehat{CD}$ 的弧度与 ω_0 的比值来表

示。那么相移角便可以由相移时间 $t_3 \sim t_2$ 或 $t_1 \sim t_0$ 与开关周期 T_s 的比值来表示。

过载限流过程中,在输出电压为 V_{oN} 时的状态轨迹如图 11 所示。其中 $\widehat{BE}$ 段对应的弧度为 θ_1 , $\widehat{EC}$ 段对应的弧度为 θ_2 , $\widehat{CD}$ 段对应的弧度为 θ_3 , V_{crN} 为谐振电容电压的标么值。当 $\theta_2 > \pi/2$ 时,状态轨迹如图 11(a) 所示,此时 $\widehat{BC}$ 越过了最高点 F 点,此时 $\widehat{BC}$ 的半径 r_1 等于 F 点的纵坐标 $I_{L_rN, \max}$,该值为谐振电流标么值 I_{L_rN} 的最大值;当 $\theta_2 < \pi/2$ 时,状态轨迹如图 11(b) 所示,此时 $\widehat{BC}$ 的最高点为 C 点,此时 $\widehat{BC}$ 的半径 r_1 近似可由点 C 的纵坐标和圆心相对点 $(0.5, 0)$ 的距离根据勾股定理求得。

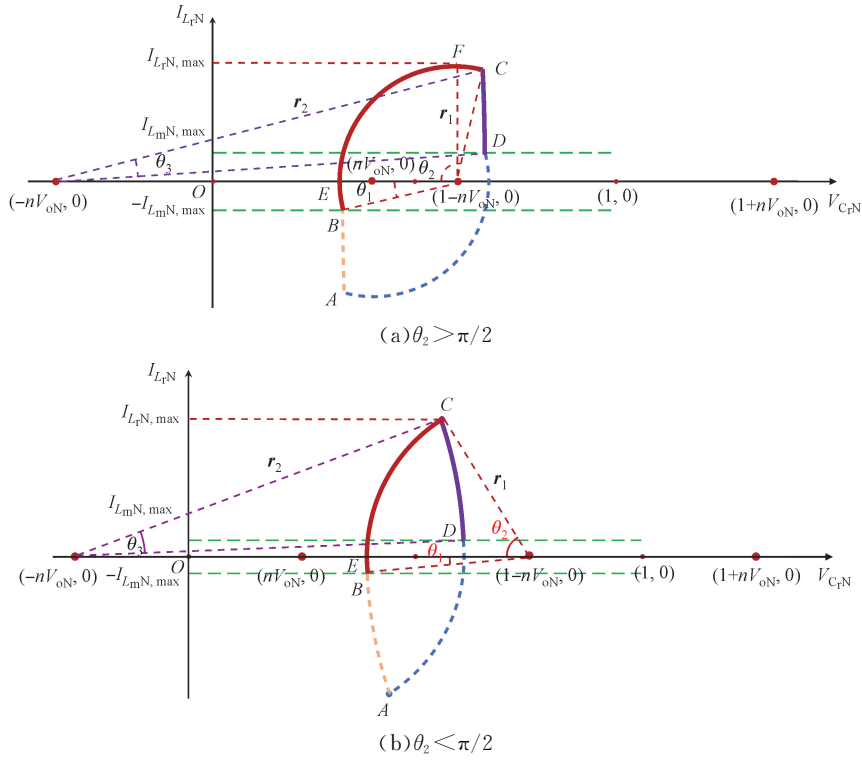


图 11 输出电压为 V_{oN} 时的状态轨迹图

Fig. 11 State trajectory diagram when output voltage is V_{oN}

在 $\widehat{BC}$ 段,结合图 3 所示时序图,在 LLC 原边 Q_1 开通的时候,此时电感电流 I_{L_rN} 为变压器初级侧电流 I_{pN} 与励磁电流 I_{L_mN} 的和, $I_{L_rN}(t)$ 的表达式为

$$I_{L_rN}(t) = I_{1N} \sin(\omega_0 t) + \frac{I_{L_mN, \max}(4t - T_s)}{T_s} \quad (12)$$

式中:原 t_1 时刻为 $t=0$ 的时刻; I_{1N} 为变压器原边电流峰值的标么值 $I_{1N} = I_1 Z_0 / V_{in}$; 且 $T_s = T_0 / f_n$; T_0 为谐振周期。 $I_{L_mN, \max}$ 为励磁电流标么值的峰值。

当 $\theta_2 > \pi/2$ 时,如图 11(a) 所示, $\widehat{BC}$ 段 $I_{L_rN}(t)$ 的最大值 $I_{L_rN, \max}$ 在点 F 处取到,此时 $\widehat{BC}$ 的半径 r_1

为 $I_{L_rN, \max}$ 。 $\widehat{CD}$ 段的半径 r_2 为

$$r_2 = \sqrt{(I_{L_rN, \max})^2 + (0.5 + nV_{oN})^2} \quad (13)$$

当 $\theta_2 < \pi/2$ 时,如图 11(b) 所示, $\widehat{BC}$ 段 $I_{L_rN}(t)$ 的最大值 $I_{L_rN, \max}$ 在点 C 处取到, $\widehat{CD}$ 段的半径 r_2 与 $\theta_2 > \pi/2$ 时相同,此时最大值 $I_{L_r, \max N}$ 约为

$$I_{L_r, \max} = I_{L_rN, \max} = I_{1N} + I_{L_mN, \max} \quad (14)$$

式中: $I_{L_rN, \max}$ 为点 C 的纵坐标。

$\theta_2 < \pi/2$ 时 $\widehat{BC}$ 段的半径 r_1 为

$$r_1 = \sqrt{(I_{L_r, \max})^2 + (0.5 - nV_{oN})^2} \quad (15)$$

$\widehat{BE}$ 段的弧度 θ_1 对应原边 Q_1 管导通后谐振电流 I_{L_r} 从负的励磁电流峰值增至0的过程; $\widehat{EC}$ 段的弧度 θ_2 对应原边 Q_1 管导通后谐振电流 I_{L_r} 从0开始增大至上管关闭的过程; $\widehat{CD}$ 段的弧度 θ_3 对应原边 Q_1 管关闭后谐振电流 I_{L_r} 下降至与励磁电流相同的过程。产生相移的时段 $t_0 \sim t_1$ 和 $t_2 \sim t_3$ 对应的弧段为 $\widehat{AB}$ 和 $\widehat{CD}$,且弧度 θ_1 、 θ_2 和 θ_3 和的2倍对应开关周期 T_s 与角频率 ω_s 的乘积,表达式如下

$$\theta_1 = \arcsin\left(\frac{I_{L_m N, \max}}{r_1}\right) \quad (16)$$

$$I_{L_r N, C} = r_1 \sin \theta_2 \quad (17)$$

$$\theta_3 = \arcsin\left(\frac{I_{L_r N, C}}{r_2}\right) - \arcsin\left(\frac{I_{L_m N, \max}}{r_2}\right) \quad (18)$$

$$\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 = \omega_s T_s = \frac{2\pi T_s}{T_0} \quad (19)$$

输出电压为 V_{oN} 时的相移 θ 的表达式为

$$\theta = \frac{\theta_3}{2(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3)} \times 360^\circ \quad (20)$$

联立求解式(16)~式(20),得到相移 θ 与输出电压 V_{oN} 之间的关系曲线,如图12所示。

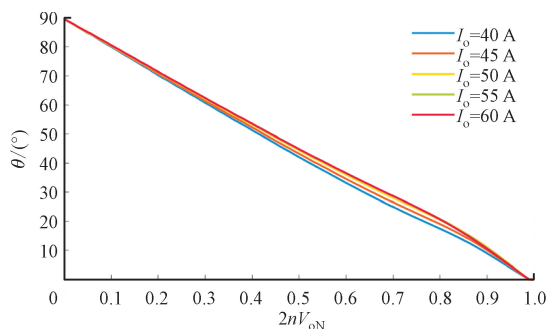


图12 不同 I_o 时相移角与输出电压的理论曲线

Fig. 12 Theoretical curve of phase shift and output voltage at different I_o

从图12可知,随着输出电压 V_{oN} 的减小, θ 线性增大。此外,图8给出了在不同 I_o 时 θ 与 V_{oN} 之间的关系曲线,也近似为直线,而且随着电流的增大,相移角略微增大,但输出电流的大小对相移的影响很小,基本可以忽略。

谐振电容和谐振电感是决定谐振频率的关键参数,在实验中容易偏移,因此考察了谐振电容和谐振电感对相移角与输出电压之间关系的影响。图13和图14所示为谐振电容和谐振电感在 $\pm 10\%$ 偏移范围内相移 θ 与 V_{oN} 之间的关系曲线,可以看出谐振电容和谐振电感的变化对本文所提方法得到的相移角影响较小。

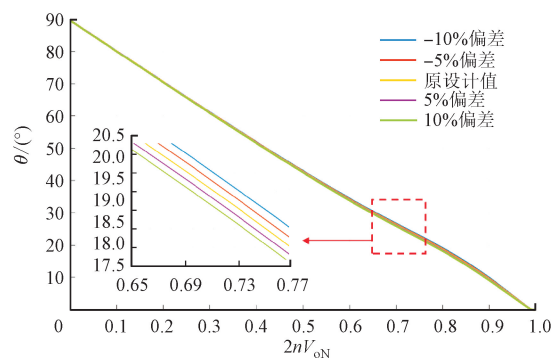


图13 谐振电容 $\pm 10\%$ 偏差范围内相移曲线

Fig. 13 Phase shift curve within the $\pm 10\%$ variation range of the resonant capacitor

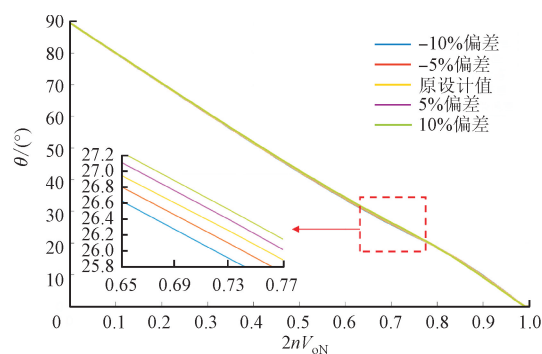


图14 谐振电感 $\pm 10\%$ 偏差范围内相移曲线

Fig. 14 Phase shift curve within the $\pm 10\%$ variation range of the resonant inductor

3 实验验证

为了验证得到的相移曲线的准确性,搭建了半桥 LLC 变换器实验样机,主要设计参数为:输入电压为 270 V,输出电压为 28 V,谐振频率为 350 kHz,变压器的匝比为 5,谐振电感为 $1.4 \mu\text{H}$,励磁电感为 $8.2 \mu\text{H}$,谐振电容为 152 nF。半桥 LLC 变换器样机如图 15 所示。样机采用平面磁性元件,用 PCB 绕组替代传统磁件的利兹线绕组,有效减小了磁件损耗和样机体



图15 半桥 LLC 变换器样机

Fig. 15 Prototype of half-bridge LLC converter

积,提升了整体的效率和功率密度,样机的峰值效率为 96.83%,功率密度为 16.415 MW/m³。

样机采用高性能数字控制器 UCD3138,其内部集成了专用误差模数转换器、数字脉冲宽度调制(DPWM)、模拟数字转换器(ADC)等组成的高速数字反馈环路。本文提出在控制程序中采用查表法以实现数字同步整流。首先将相移曲线进行线性拟合,得到相移角 θ 与输出电压 V_{on} 的关系,将其提前写入程序中,根据当前的输出电压采样值查表得到相移角,并根据开关频率计算移相时间,对同步整流的 PWM 时序进行实时更新,即可在整个输出电压和开关频率范围内获得较为准确的同步整流驱动时序。本文所提方法的控制流程图如图 16 所示。

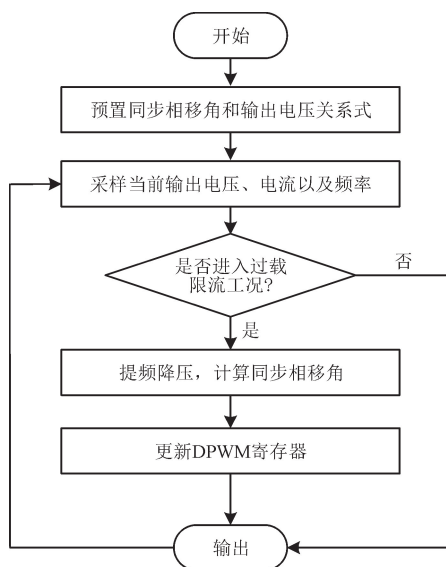


图 16 数字同步整流相移补偿流程图

Fig. 16 Flowchart of digital synchronous rectification phase shift compensation

在过载限流工况下测量不同输出电压、开关频率下 LLC 原、副边的相移。图 17 给出了在开关频率大于谐振频率、输出电流限制为 50 A 时,不同输出电压 V_o 下相移角 θ 的实验波形。

如图 17 所示,在输出电压不断减小的过程中,相移不断增大,但并不与输出电压的变化成固定的比例。相移时间除以对应频率下的周期值可以计算得到相移角,该角度与输出电压的变化近似成线性的关系。随着输出电压的减小,相移角在线性增大。为了更加清楚地验证图 11 中理论推导得出的相移角的准确性。图 18 给出了实测输出电流为 40、50 和 60 A 时相移角 θ 与输出电压 V_{on} 关系与理论推导中关系的对比图。

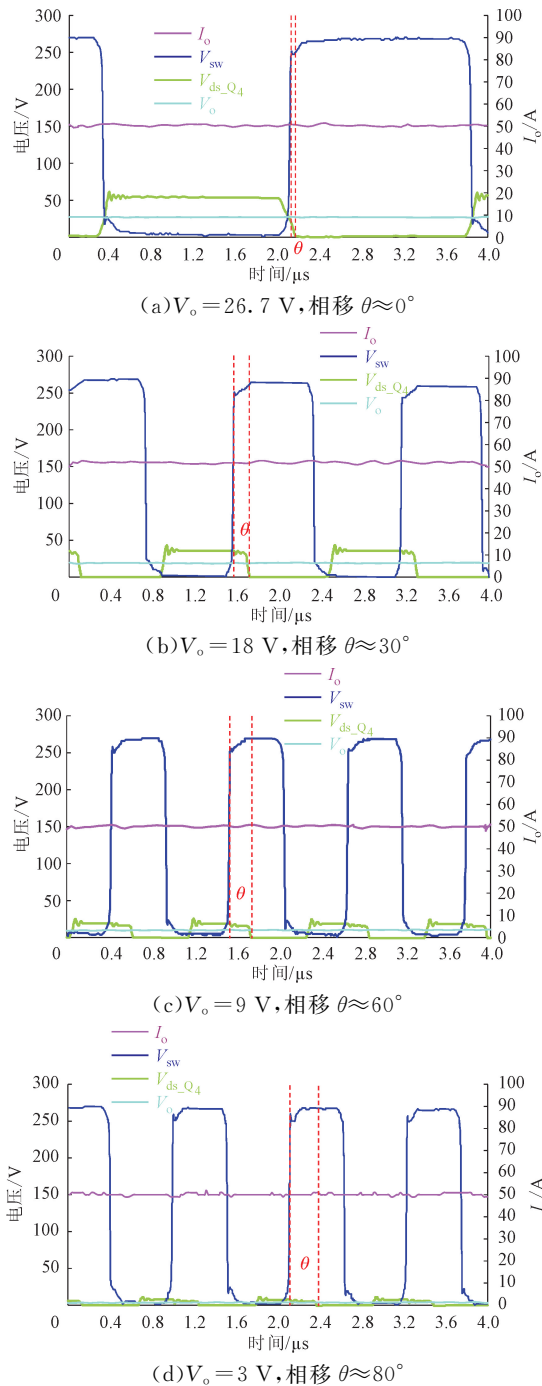


图 17 原、副边相移 θ 随输出电压的变化

Fig. 17 Phase shift of primary and secondary sides at different output voltages

图 18 中实验测得的相移角曲线与理论推导的相移角曲线基本一致。以输出电压为自变量、相移角为因变量拟合图 12 中的相移曲线,可得 θ 与 V_{on} 的关系式。根据采样的输出电压值,在控制器中计算出对应的相移角。在控制器中,仅需将计算得到的相移时间赋值给储存同步相移角的寄存器,便可对原、副边之间的相移进行补偿,从而通过控制器生成带有相移补偿的同步整流信号。图 19 所示为过载限流过程中的

同步整流波形。当输出电流超过限流阈值, LLC 迅速提频降低电压增益, 从而将输出电流限制在阈值附近。过载限流中限流电流为 50 A, 开关频率从额定频率 350 kHz 提升至 900 kHz。图 19 中①~④4 个阶段分别为过载限流过程的输出电压 27 V(起始段)、输出电压 20 V 段、输出电压 5 V 段以及输出电压 0.8 V 段(结束段), 各阶段波形如图 20 所示。

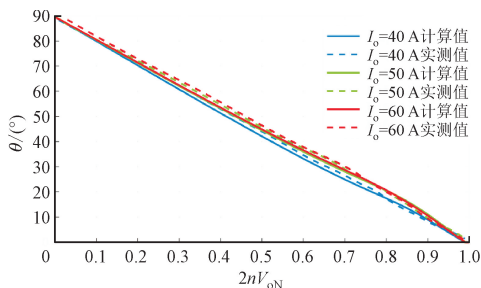


图 18 理论计算与实测相移曲线对比

Fig. 18 Comparison of theoretical calculated and experimental phase shift curves

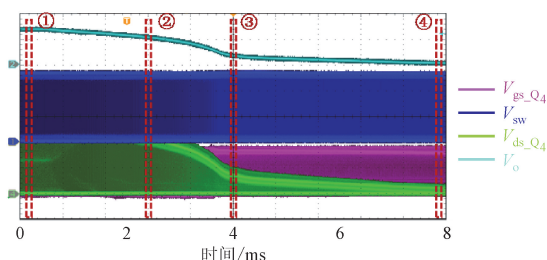
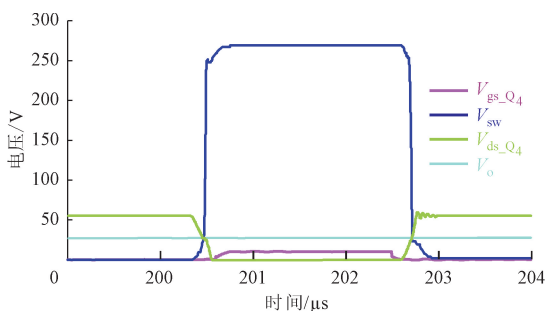
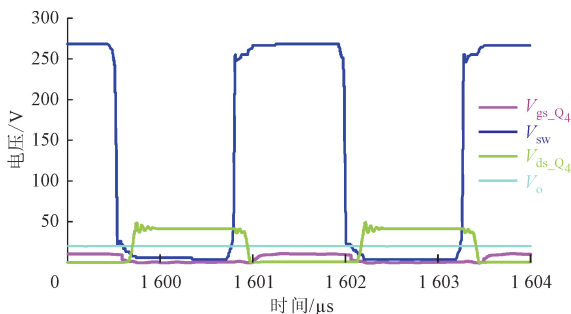


图 19 相位补偿后过载限流过程的实测波形

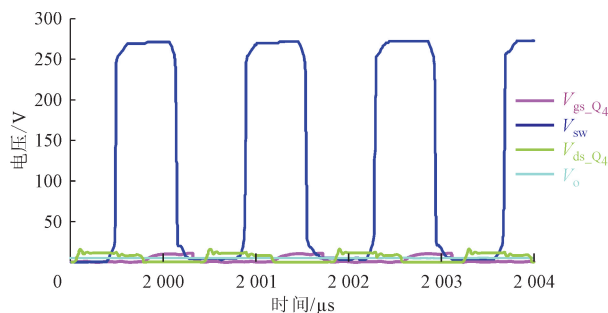
Fig. 19 Measured waveform of the overload current limiting process after phase shift compensation



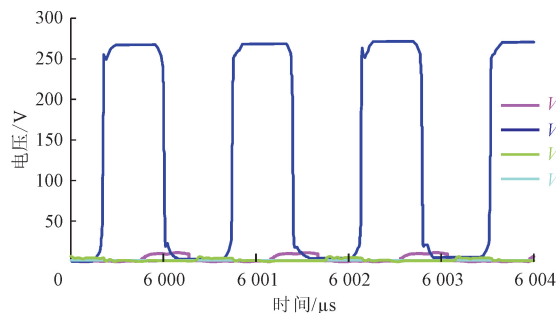
(a) 阶段①的输出电压为 27 V



(b) 阶段②的输出电压为 20 V



(c) 阶段③的输出电压为 5 V



(d) 阶段④的输出电压为 0.8 V

图 20 过载限流过程各阶段波形

Fig. 20 Waveforms of each stage in the overload current limiting process

从图 19 和图 20 可以看出, 随着输出电压 V_o 的降低, 原、副边之间相移角在逐渐增大。通过在控制器中补偿同步整流的相移, 不但在过载限流前 ($V_o = 27$ V 时) 与过载限流进入稳态后 ($V_o = 0.8$ V 时) 能给出准确的同步整流信号 V_{gs} , 而且在过载限流的瞬态过程中 (0.8 V $< V_o < 27$ V 时) 也能准确地给出同步整流信号 V_{gs} 。在电流为 50 A 时, 数字控制器给出的同步整流驱动信号也没有因为受到干扰而失去准确度。此外, 由于对推导的相移曲线进行了拟合并将其预置进数字控制器, 从而大幅降低了数字控制器的运算复杂度, 减少了计算延迟。实验结果有效验证了在 350~900 kHz 的频率范围内, 本文提出的数字同步整流控制方法, 通过相移补偿确保了在输出电压及频率变化下同步整流驱动信号的准确生成。

4 结 论

本文提出了一种针对高频 LLC 变换器在过载限流工况下原、副边有相移时的数字同步整流控制方法。该方法基于现有闭环控制电路, 无需额外增加同步整流的检测电路或控制电路, 具有易实现、适用性强的优点。首先分析了 LLC 变换器的时序以

及过载限流工况相移产生的机理,然后利用状态轨迹分析计算得出不同输出电压时的相移角,通过实验验证了该相移角的准确性。然后通过拟合该相移角曲线,在数字控制器中对同步整流的相移进行了补偿。在270 V转28 V的半桥LLC变换器上的过载限流实验验证了本文提出的根据相移补偿同步整流的数字同步整流控制方法的可行性,在稳态和瞬态过程中均可准确地控制同步整流。

参考文献:

- [1] SCHEFER H, FAUTH L, KOPP T H, et al. Discussion on electric power supply systems for all electric aircraft [J]. IEEE Access, 2020, 8: 84188-84216.
- [2] 王建冈,阮新波,陈军艳. 航空用大功率模块电源的设计及关键技术应用研究 [J]. 电工技术学报, 2005, 20(12): 95-100.
WANG Jiangang, RUAN Xinbo, CHEN Junyan. Development of high power aviation modular power supply and research on key application technologies [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(12): 95-100.
- [3] 吕弘,袁海文,张莉,等. 基于模式重要度的航空电源系统可靠性估计 [J]. 航空学报, 2010, 31(3): 608-613.
LÜ Hong, YUAN Haiwen, ZHANG Li, et al. Aircraft electrical power system reliability estimation based on pattern importance [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2010, 31(3): 608-613.
- [4] WEI Baoze, MARZÁBAL A, PEREZ J, et al. Overload and short-circuit protection strategy for voltage source inverter-based UPS [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11): 11371-11382.
- [5] LEE F C, LI Qiang, NABIH A. High frequency resonant converters: an overview on the magnetic design and control methods [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1): 11-23.
- [6] ZHANG Weimin, WANG F, COSTINETT D J, et al. Investigation of gallium nitride devices in high-frequency LLC resonant converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 571-583.
- [7] WEI Yuqi, LUO Quanming, MANTOOTH H A. Synchronous rectification for LLC resonant converter: an overview [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 7264-7280.
- [8] 刘和平,陈红岩,苗轶如,等. 混合式LLC电路谐振与同步整流数字式控制 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(9): 2272-2278.
- LIU Heping, CHEN Hongyan, MIAO Yiru, et al. Hybrid LLC circuit resonant and synchronous rectifier digital control [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(9): 2272-2278.
- [9] LI Qiqi, LIU Bangyin, ZHENG Ruichang, et al. Constant resonant current limiting strategy for LLC converter without current sensing [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6756-6764.
- [10] ZHU Xinyi, LI Haoran, ZHANG Zhiliang, et al. A sensorless model-based digital driving scheme for synchronous rectification in 1-kV input 1-MHz GaN LLC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 8359-8369.
- [11] 施云鹏,胡长生,张俊哲,等. 多工作模式LLC变换器同步整流控制 [J]. 电工技术, 2024(23): 18-23.
SHI Yunpeng, HU Changsheng, ZHANG Junzhe, et al. Synchronous rectification control of multi mode LLC converter [J]. Electric Engineering, 2024(23): 18-23.
- [12] WANG Kangping, LI Hongchang, YU Zheyuan, et al. An isolated capacitor-compensated current sensing method for high-frequency resonant converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6009-6013.
- [13] 吕征宇,李佳晨,杨华. 新型LLC谐振变换器数字同步整流驱动方式 [J]. 电机与控制学报, 2018, 22(1): 16-22.
LÜ Zhengyu, LI Jiachen, YANG Hua. Digital synchronous rectification driving method for LLC resonant converter [J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(1): 16-22.
- [14] FENG Weiyi, LEE F C, MATTAVELLI P, et al. A universal adaptive driving scheme for synchronous rectification in LLC resonant converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3775-3781.
- [15] 刘文军,易俊宏,马红波. 同步整流双谐振LLC-DCX悬浮控制电源研究 [J]. 电机与控制学报, 2017, 21(6): 18-25.
LIU Wenjun, YI Junhong, MA Hongbo. Double resonant LLC-DCX with synchronous rectifier based power supply for maglev control system applications [J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(6): 18-25.
- [16] ERICKSON R W, MAKSIMOVIĆ D. Fundamentals of power electronics [M]. 3rd ed. Cham, Switzerland: Springer International Publishing, 2000.
- [17] TENG J H, CHEN S S, CHOU Zhixuan, et al. Novel

- half-bridge LLC resonant converter with variable resonant inductor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(6): 6952-6962.
- [18] 赵烈, 裴云庆, 刘鑫浩, 等. 基于基波分析法的车载充电机 CLLC 谐振变换器参数设计方法 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 4965-4976.
- ZHAO Lie, PEI Yunqing, LIU Xinhao, et al. Design methodology of CLLC resonant converters for electric vehicle battery chargers [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(15): 4965-4976.
- [19] YANG Bo. Topology investigation for front end DC/DC power conversion for distributed power system [D]. Blacksburg, VA, USA: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2012: 94-140.
- [20] 朱立泓. LLC 谐振变换器的设计 [D]. 杭州: 浙江大学, 2006: 16-28.
- [21] FENG Weiyi, LEE F C, MATTAVELLI P. Simplified optimal trajectory control (SOTC) for LLC resonant converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5): 2415-2426.
- [22] FEI Chao, LEE F C, LI Qiang. Light load efficiency improvement for high frequency LLC converters with simplified optimal trajectory control (SOTC) [C]// 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 1653-1659.
- [23] 刘硕, 张方华, 任仁. 全桥 LLC 变换器短路电流控制方法(I): 理论分析 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(10): 226-233.
- LIU Shuo, ZHANG Fanghua, REN Ren. Short-circuit current control strategy for full-bridge LLC converter (I): theoretical analysis [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(10): 226-233.
- [24] 孙加祥, 吴红飞, 汤欣喜, 等. 基于整流侧辅助调控的交错并联 LLC 谐振变换器 [J]. 电工技术学报, 2021, 36(10): 2072-2080.
- SUN Jiexiang, WU Hongfei, TANG Xinxi, et al. Interleaved LLC resonant converter with auxiliary regulation of rectifier [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(10): 2072-2080.
- [25] FEI Chao, LEE F C, LI Qiang. Digital implementation of soft start-up and short-circuit protection for high-frequency LLC converters with optimal trajectory control (OTC) [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(10): 8008-8017.
- [26] NABIH A, AHMED M H, LI Qiang, et al. Transient control and soft start-up for 1-MHz LLC converter with wide input voltage range using simplified optimal trajectory control [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1): 24-37.
- (编辑 武红江)