

[文章编号] 1003—4684(2021)05-0032-05

LLC 谐振变换器变模式—变频混合控制策略

潘 健, 刘松林, 宋豪杰, 石 迪, 熊嘉鑫

(湖北工业大学太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室, 电气与电子工程学院, 湖北 武汉 430068)

[摘 要] 在数据中心、服务器电源应用中, 传统频率控制的 LLC 谐振变换器难以满足宽电压调节和高转换效率需求。针对这一问题提出一种变模式—变频混合控制策略, 以实现宽增益范围调节。谐振变换器有两种工作模式, 在正常模式下谐振变换器工作在最佳效率点, 开关频率等于谐振频率。当交流侧电压丢失时, 谐振变换器处于保持工作模式, 采用提出的变模式—变频混合控制调节输出电压。与传统频率控制相比, 该混合控制策略缩小了频率调节范围, 因此可以设计更大的励磁电感来减小开关的关断损耗和导通损耗。通过输入 150~400 V、输出 12 V、功率为 1 kW 的 MATLAB/Simulink 仿真结果验证了混合控制策略的有效性。

[关键词] 谐振变换器; 控制策略; 保持模式; 宽输入; 软开关

[中图分类号] TM464 [文献标识码] A

随着电信企业、互联网设备和移动通信技术的快速发展, 数据中心、服务器电源前端转换器的功率损耗越来越严重, 促进了数据中心、服务器电源向高效、高功率密度、模块化的方向发展^[1-2]。LLC 谐振变换器结构简单, 原边侧开关可以实现零电压导通(ZVS), 副边侧二极管可以实现零电流关断(ZCS), 具有高效、高功率密度等优良特性^[3-4], 被广泛应用于数据中心、服务器电源。然而, 传统频率控制的 LLC 谐振变换器频率调节范围宽, 不利于变压器的优化设计。当开关频率低于谐振频率时, 原边侧电路产生较大的循环电流, 严重降低了转换效率。

为了克服频率控制的不足, 国内外学者提出了不同的改进方法。文献[5]提出了一种四元件 LCLC 谐振变换器, 在励磁电感支路上串联一个辅助电容构成一个等效的励磁电感, 该变换器等效为励磁电感随频率变化的 LLC 谐振变换器, 通过调节励磁电感的大小调节输出电压, 有效降低了电路的导通损耗、关断损耗。文献[6]提出一种双桥 LLC 谐振变换器, 在全桥 LLC 谐振变换器的原边侧添加了一个双向开关, 构成全桥/半桥混合的谐振变换器。为了实现宽增益调节, 通过 PWM 控制双向开关的占空比调节谐振变换器工作在半桥或全桥的时间, 有效缩小频率调节范围。然而, 文献[5-6]提出的改进方法均需要额外辅助元器件, 增加了硬件设计成本。文献[7]提出了一种不对称的脉冲宽度调

制控制, 原边侧开关管的驱动脉冲互补但不对称, 通过调整开关管的占空比调节电压范围。这种控制方式缩小了频率调节范围, 然而增益范围受谐振网络的限制, 且电路存在直流偏置电流。

本文基于全桥 LLC 谐振变换器提出了一种变模式—变频混合控制策略。为了实现宽电压调节, 通过半桥—全桥的变模式控制调节输出电压, 而后在全桥模式下采用变频控制扩展增益调节范围。首先介绍了数据中心、服务器电源前端转换器的结构和工作模式应用需求; 其次描述了变模式—变频混合控制策略; 然后分析了混合控制策略下谐振变换器的工作特性; 最后用 MATLAB/Simulink 仿真结果验证了变模式—变频混合控制的有效性。

1 前端转换器结构和工作模式

1.1 两级结构

数据中心、服务器电源前端转换器由两级结构构成(图 1)。前级为带有功率因数校正电路(PFC)的 AC-DC 转换电路, 将电网侧交流电压转换为 400 V 的直流母线电压。为了满足负载侧电子芯片设备的电流谐波要求, PFC 使功率因数趋近为 1。后级为隔离型 LLC 谐振变换器, 实现电气隔离的同时将 400 V 直流母线电压转换为 12 V 的直流电压, 接入服务器负载母板向各电子负载恒压供电。中间母线连接电容 C_{link} 将两级电路衔接起来, 具有滤波的

[收稿日期] 2020—04—20

[基金项目] 太阳能发电及储能运行控制湖北省重点实验室开放基金(HBSEES201902)

[第一作者] 潘 健(1962—), 男, 湖北武汉人, 湖北工业大学教授, 研究方向为电力电子, 新能源发电

[通信作者] 刘松林(1994—), 男, 湖北黄冈人, 湖北工业大学硕士研究生, 研究方向为 LLC 谐振变换器

作用。

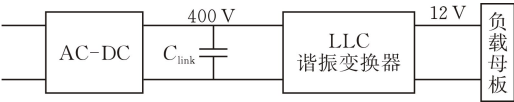


图 1 服务器电源前端两级结构图

1.2 工作模式

图 2 描述了数据中心、服务器电源后级 LLC 谐振变换器的工作模式。一般而言,包含两种工作模式:(1) 正常工作模式;(2) 保持工作模式。在正常工况下,当电网侧故障断电时,AC-DC 电路的交流输入电压丢失,连接电容 C_{link} 放电为后级电路提供能量。随着连接电容 C_{link} 持续放电,电容两端电压下降,谐振变换器的输入侧工作在宽电压范围,谐振变换器需要调节电压增益使输出电压稳定在额定值,直到不间断电源启动,这一过程称为保持时间过程,一般为几十 ms。为了满足服务器电源的应用需求,在正常模式下,谐振变换器以最高效率运行;在保持时间模式下,谐振变换器调节电压增益,维持输出电压的稳定。

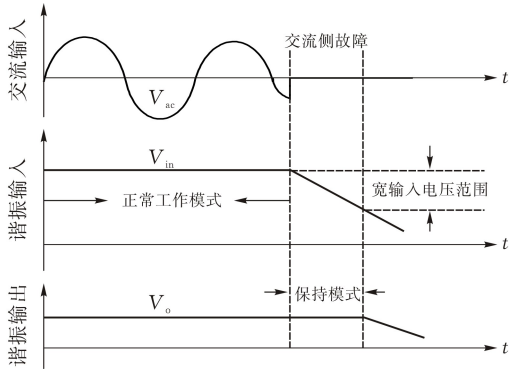


图 2 LLC 谐振变换器的工作模式图

2 变模式-变频混合控制策略

全桥 LLC 谐振变换器的拓扑见图 3。为了实现宽电压调节,文中研究了一种变模式-变频混合控制策略。在正常工作模式下,谐振变换器以半桥模式工作在谐振频率点,开关频率等于谐振频率,谐振变换器以最高效率运行;在保持工作模式下,谐振变换器采用变模式-变频混合控制调节输出电压。

在传统频率控制下,全桥 LLC 谐振变换器的原边侧开关 S_1 与 S_3 互补导通, S_2 与 S_4 互补导通, S_1 与 S_4 的驱动脉冲一致且 S_2 与 S_3 的驱动脉冲一致, S_1 与 S_3 之间设置一定的死区时间, S_2 与 S_4 之间设置一定的死区时间。当原边侧开关管 S_1 处于常开状态,开关管 S_3 处于常闭状态,全桥 LLC 谐振变换器等效为半桥 LLC 谐振变换器。

$$D_1 = 0, D_3 = 1 \tag{1}$$

式(1)中, D_1 为原边侧开关管 S_1 的导通占空比; D_3

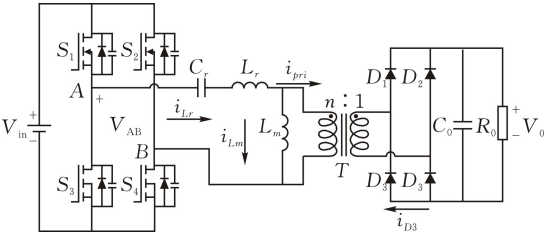


图 3 全桥 LLC 谐振变换器

为原边侧开关管 S_3 的导通占空比。

当谐振变换器作为全桥 LLC 谐振变换器工作时,谐振网络输入电压的基波分量为:

$$v_{in-FHA(full)} = \frac{4}{\pi} V_{in} \sin(\omega t) \tag{2}$$

当谐振变换器作为半桥 LLC 谐振变换器工作时,谐振网络输入电压的基波分量为:

$$v_{in-FHA(half)} = \frac{2}{\pi} V_{in} \sin(\omega t) \tag{3}$$

根据式(2)和式(3),谐振变换器在全桥模式下谐振网络输入电压的基频分量是半桥模式下基频分量的 2 倍,即:

$$v_{in-FHA(full)} = 2 v_{in-FHA(half)} \tag{4}$$

根据式(4),在电路参数一致的情形下,全桥 LLC 谐振变换器的电压增益是半桥的 2 倍。据此,原边侧开关管 S_1 、 S_3 采用占空比控制使谐振变换器由半桥模式过渡为全桥模式,谐振变换器自然可实现 2 倍的增益调节,变模式控制调制方式如图 4 所示。

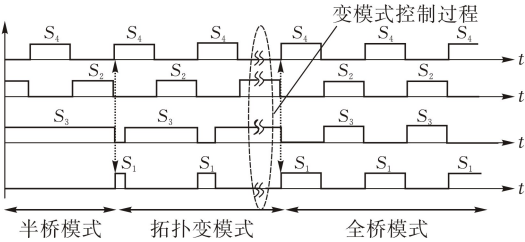


图 4 变模式控制策略

基于变模式控制研究的调制方式如图 5 所示。原边侧开关管 S_2 、 S_4 采用固定频率的互补脉冲控制,占空比为 50% (忽略死区时间),开关频率 f_s 等于串联谐振频率 f_r ;开关管 S_1 、 S_3 通过电压闭环控制, S_1 、 S_3 的占空比互补。其中, S_1 的占空比调节范围为 $[0, 0.5]$, S_3 占空比的调节范围为 $[0.5, 1]$ 。可以看到,谐振变换器的电压增益受 S_1 、 S_3 占空比的影响,电感比值对增益几乎没有影响。因此,从降低关断损耗和导通损耗的角度可以设计更大的励磁电感,提升转换效率。此外,变模式控制采用简单的单电压闭环 PWM 控制策略,可以简化控制电路的设计,易于实现。

然而,在拓扑变模式控制下谐振变换器的电压调节范围受开关 S_1 、 S_3 占空比的限制。当 S_1 、 S_3 的

占空比均为 0.5 时,谐振变换器由半桥模式完全转换为全桥模式,谐振变换器的最大增益为 2。在保持工作模式下,随着中间连接电容 C_{link} 放电谐振变换器的输入电压持续下降,采用变频控制进一步地调节输出电压,克服变模式控制的最大增益限制。

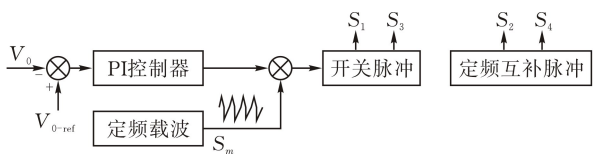


图 5 变模式控制调制策略

3 特性分析

3.1 工作模式

当前端转换器系统处于正常工作模式时,谐振变换器的输入电压 V_{in} 为 400 V,原边侧开关管 S_2 和 S_4 以 0.5 的占空比互补导通,开关频率 f_s 恒定且等于串联谐振频率 f_r , S_3 常闭, S_1 常开。很容易理解,此时谐振变换器工作在半桥模式,谐振电感 L_r 与谐振电容 C_r 谐振工作,原边侧电路中没有额外的环流损耗。励磁电感 L_m 被输出电压钳位,励磁电流 i_{L_m} 以三角波变化,其峰值电流如下:

$$i_{L_m-pk} = \frac{nV_o T_s}{4L_m} \quad (5)$$

其中, i_{L_m-pk} 为励磁电感的峰值电流, n 为变压器原边与副边的绕组匝数比, V_o 为输出电压, T_s 为开关周期, L_m 为励磁电感。

根据式(5),励磁电感 L_m 越大,励磁电流 i_{L_m} 越小,这意味着设计更大励磁电感可以有效减小原边侧电路的导通损耗、开关关断损耗、绕组损耗等。与此同时,原边侧开关管实现 ZVS 导通,副边侧整流二极管实现 ZCS 关断,将谐振变换器的开关损耗降到最低,在正常工作模式下谐振变换器以最高效率运行。

当电网发生意外故障导致交流侧电压丢失,两级电路中的连接电容 C_{link} 处于放电状态,电容 C_{link} 两端的电压随之下降,谐振变换器处于保持时间工作模式,通过变模式-变频混合控制调节输出电压。在变模式阶段, S_2 、 S_4 的驱动脉冲与正常工作模式一样。不同的是, S_1 、 S_3 采用电压闭环的 PWM 控制实现增益调节。在调节过程中,当且仅当 S_1 的占空比等于 S_3 的占空比,即 $D_1 = D_3 = 0.5$ 时,谐振变换器处于全桥模式,采用变频控制进一步调节输出电压,其工作原理与传统的频率控制一样。

3.2 谐振变换器的软开关

原边侧开关管的 ZVS 导通主要通过开关死区时间内谐振电流对开关管寄生电容的充放电实现,

在驱动脉冲信号到来之前开关管的寄生电容充放电完成,得到 ZVS 条件如下:

$$t_d \geq \frac{C_{ZVS}}{i_{Lm-pk}} V_{in} \quad (6)$$

其中, t_d 是死区时间, C_{ZVS} 是实现 ZVS 的开关管寄生电容之和,当且仅当寄生电容充放电完成,开关管的驱动脉冲到来,取“=”。

结合式(5)和式(6),得到死区时间

$$t_d \geq \frac{8C_{oss} L_m V_{in}}{nT_s V_o}$$

当开关管寄生电容的充放电时间小于死区时间 t_d ,在驱动信号到来之前,开关管的漏源极电压才能下降为 0,据此可以得到

$$L_m \leq \frac{nV_o T_s t_d}{8C_{oss} V_{in}}$$

因此,励磁电感 L_m 的设计需要综合考虑软开关条件和开关关断损耗。在保证软开关的条件下,设计较大的励磁电感减小关断损耗、导通损耗。

3.3 优化连接电容

当电网侧意外故障,前级 AC-DC 电路的交流输入电压丢失,后级谐振变换器进入保持工况。负载所需的能量完全由中间连接电容 C_{link} 放电提供,假设连接电容 C_{link} 放电的能量完全转换为谐振变换器的输出功率,则有如下关系:

$$\frac{1}{2} C_{link} (V_{nom}^2 - V_{min}^2) \geq P_o t \quad (7)$$

其中, V_{nom} 是正常工况下谐振变换器的输入电压(400 V), V_{min} 是保持工况下谐振变换器输入侧的最小工作电压, P_o 是谐振变换器的输出功率, t 是保持模式的时间间隔。

根据公式(7),得到中间连接电容 C_{link} 的设计需求,且

$$C_{link} \geq P_o t \times \frac{2}{V_{nom}^2 - V_{min}^2} \quad (8)$$

由式(8)可以看到,在保持工作模式下谐振变换器的最小工作电压越小,所需要的连接电容 C_{link} 越小。在变模式-变频混合控制策略下,谐振变换器可以实现更宽范围的电压调节,利于设计更小的连接电容,减小连接电容的尺寸提高功率密度,降低设计成本。

4 仿真分析

为了验证变模式-变频混合控制的有效性,构建 MATLAB/Simulink 仿真,谐振变换器的输入电压为 150~400 V,输出电压为 12 V,额定功率为 1 kW,谐振电感为 1.65 μH ,谐振电容为 15.32 nF,励磁电感为 16.5 μH ,谐振频率为 1 MHz,死区时间为 50 ns,变压器的原边与副边绕组的匝数比为

14.8.参考众多研究文献,一般根据工程经验估算电感比值 $k(L_m/L_r)$, k 值设计范围为 3 ~ 7。在参数设计时,结合开关管的软开关条件、保持模式下谐振变换器的增益调节能力, k 设计为 10,意味着设计较大的励磁电感降低励磁电流和谐振电流,从而降低系统的关断损耗、传导损耗、绕组损耗等。仿真结果如图 6、7、8 所示。

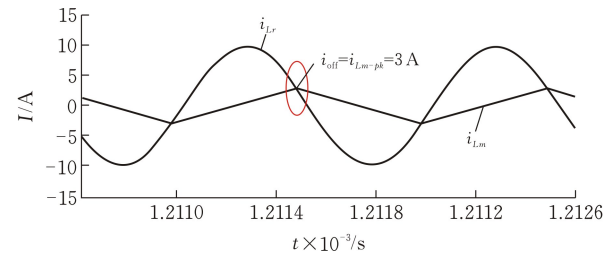


图 6 正常模式下的谐振电流与励磁电流波形图

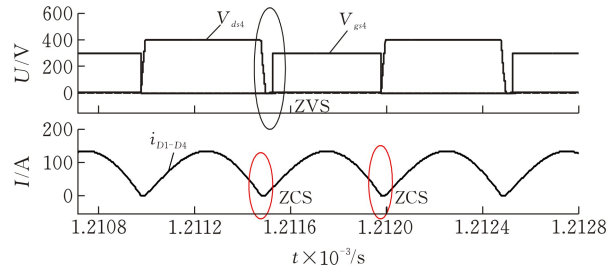


图 7 正常模式下的 ZVS 和 ZCS 波形图

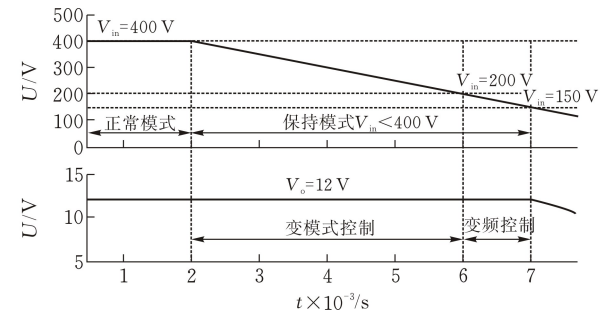


图 8 保持工作模式测试波形图

图 6 描述了正常模式下谐振电流与励磁电流波形,此时谐振变换器的输入电压为 400 V。谐振电感 L_r 与谐振电容 C_r 串联谐振工作,谐振电流 i_{Lr} 以正弦形式变化,励磁电感 L_m 被输出电压钳位不参与谐振过程,励磁电流 i_{Lm} 以三角波形式变化,电路中无额外的循环电流。在变模式-变频混合控制策略下,设计的励磁电感大小为谐振电感的 10 倍,开关管的关断电流非常小, $i_{off} = i_{Lm-pk} = 3$ A,可以降低开关管的关断损耗和电路导通损耗。从图 7 可以看到,在开关管的驱动脉冲 V_{gs4} 到来之前,其漏源极电压 V_{ds4} 下降为 0,开关管实现 ZVS 导通。与此同时,副边侧整流二极管实现 ZCS 关断,无反向恢复损耗,谐振变换器以高效运行。

图 8 为保持工作模式下的测试波形,当交流电压丢失谐振变换器的输入电压由 400 V 下降至 150

V 的过程中,采用提出的变模式-变频混合控制策略,谐振变换器调节输出电压稳定在 12 V。由于谐振变换器的最小工作电压为 150 V,可以优化连接电容 C_{link} 的设计。

5 结论

为了满足数据中心、服务器电源的高效率和宽电压调节应用需求,提出一种变模式-变频混合控制策略。在正常工况下,谐振变换器在半桥模式下工作在谐振频率点,以高效运行;在保持模式下,采用混合控制策略调节输出电压。该方法缩小了频率调节范围,可以设计较大的励磁电感降低导通损耗和关断损耗。文中分析了谐振变换器的工作特性,进一步地可以优化连接电容的设计,减小系统体积。最后,通过仿真验证了变模式-变频控制的宽电压调节能力和谐振变换器的软开关性能。

[参 考 文 献]

[1] YANAGI, HIROSHIGE, KOGA, et al. Circuit design techniques for reducing the effects of magnetic flux on GaN-HEMTs in 5-MHz 100-W high power-density LLC resonant DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (8): 5953-5963.

[2] ZHANG W, 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.

[3] 冯兴田,邵康,崔晓,等. 基于多模态切换的宽电压增益 LLC 谐振变换器控制策略[J].电工技术学报,2020, 35(20):4350-4360.

[4] 杨玉岗,邓申,姚君优.基于全耦合电感器的交错并联 LLC 谐振变换器均流特性研究[J].电机与控制学报, 2020,24(12):86-96.

[5] YANG C, HONGLIANG W, ZHIYUAN H, et al. LCLC converter with optimal capacitor utilization for hold-up mode operation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(3):2385-2396.

[6] SUN X, LI X, SHEN Y, et al. Dual-Bridge LLC resonant converter with fixed-frequency PWM control for wide input applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2017,32(1):69-80.

[7] KIM B C, PARK K B, MOON G W. Asymmetric PWM control scheme during hold-up time for LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7):2992-2997.

Variable Mode and Variable Frequency Hybrid Control Strategy of LLC Resonant Converter

PAN Jian, LIU Songlin, SONG Haojie, SHI Di, XIONG Jiaxin
(*Hubei Key Laboratory for High-efficiency Utilization of Solar Energy
and Operation Control of Energy Storage System,
School of Electrical and Electronic Engin.,
Hubei Univ. of Tech., Wuhan 430068 China*)

Abstract: In data center and server power applications, the conventional frequency-controlled LLC resonant converters are difficult to meet the requirements of wide voltage regulation and high conversion efficiency. In this paper, a variable mode and variable frequency hybrid control strategy is proposed to achieve a wide gain regulation range. The resonant converter has two operation modes. In the normal mode, the resonant converter operates at the optimal efficiency point, where the switching frequency is equal to the resonant frequency. When the AC voltage is lost, the resonant converter is in the hold-up mode, and the output voltage is regulated by the proposed variable mode and variable frequency hybrid control. Compared with conventional frequency control, the hybrid control strategy narrows the frequency regulation range, so that a larger magnetizing inductance can be designed to reduce the turn-off and conduction losses of switches. The effectiveness of the hybrid control strategy is verified by the MATLAB/Simulink simulation results of 150~400 V input, 12 V output, and 1 kW power.

Keywords: resonant converter; control strategy; hold-up mode; wide input; soft switching

[责任编辑：张岩芳]

(上接第 26 页)

Research on Magnetic Drive Method of Electric Power Inspection Robot

YAN Yu¹, HE Jianbo¹, XIONG Yifan¹, LIU Xuhui¹, XUXianjin²
(*1 State Grid Hunan Maintenance Company;Substation Intelligent Operation and Inspection
laboratory of State Grid Hunan Electric Power Co., Ltd, Changsha 410000, China;*
2 College of Mechanical Engin., Hubei Univ. of Tech., Wuhan 430068, China)

Abstract: Considering the problem of slipping and abrasion in the large slope section near the high-voltage poles and towers when the inspection robot conducts electrical inspections, which leads to the low inspection efficiency, we proposed a magnetic drive method based on a high-voltage magnetic. Firstly, the physical model of the magnetic drive is established by using the magnetic field distribution characteristics around the high-voltage wire. The optimal size of the magnetic drive model of the robot is analyzed. The relationship between the driving force and the transmission current, the number of turns of the energized coil are studied. Furthermore, the binomial fitting method was used to obtain the quantitative relationship between the size of driving force and the number of turns of the coil; Finally, the theoretical calculation and simulation analysis of the magnetic drive method are carried out, which demonstrate simulation results and theoretical calculation are basically consistent, showing that the magnetic drive method is feasible to solve the problem of slipping and abrasion when the robot is inspecting the route of a large slope section.

Keywords: inspection robot; magnetic driver; energized coil; simulation analysis

[责任编辑：张 众]