

LLC谐振变换器的滑模混合控制方法

殷帆, 李先允, 王书征, 卢乙

(南京工程学院 电力工程学院, 江苏 南京 211167)

摘要:为了解决 LLC 变换器在变频控制下电压增益范围较窄的问题,提出了一种基于滑模控制的混合控制策略。该控制策略结合了脉冲频率调制和移相控制的优点,在混合控制策略下,LLC 谐振变换器能够根据增益大小切换模式。详细分析了 LLC 谐振变换器的工作原理以及工作特性,并给出滑模混合控制策略的具体实现方案。仿真结果证明了所提控制方法的可行性和优越性。

关键词: LLC 变换器;滑模控制;脉冲频率调制;移相控制

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed21867

Sliding Mode Hybrid Control Strategy of LLC Resonant Converter

YIN Fan, LI Xianyun, WANG Shuzheng, LU Yi

(School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, Jiangsu, China)

Abstract: In order to solve the problem of narrow voltage gain range of LLC converter under frequency conversion control, a hybrid control strategy based on sliding mode control was proposed, in which the advantages of pulse frequency modulation and phase shift control were combined. Under the hybrid control strategy, the mode of LLC resonant converter could be switched according to the gain. The working principle and characteristics of LLC resonant converter were analyzed in detail, and the concrete realization scheme of hybrid control strategy based on sliding mode control was given. The feasibility and superiority of the proposed control method were proved by the simulation results.

Key words: LLC converter; sliding mode control; pulse frequency modulation; phase shift control

近年来, LLC 凭借其可以实现一次侧开关管零电压开通(zero voltage switch, ZVS)和二次侧开关管零电流关断(zero current switch, ZCS)的特性,在直流充电桩、太阳能发电系统和电力电子变压器等场合得到越来越多的应用^[1-3]。

LLC 最初多采用变频控制,由于变频模式下, LLC 频率变化范围不宜过大,因此在很大程度上限制了 LLC 的电压增益调节范围。在输入电压范围较宽的情况下,如果增益超出了变频模式的可调范围,则输出电压将不能得到很好的控制^[4]。为此,许多学者提出了解决方案。文献[5]提出一种拓扑变换型 LLC-C 直流变换器,将两种简单谐振结构相结合,利用辅助开关管控制变换器的等效电路结构,可以获得较宽的电压增益范围,但

这种方法增加了变换器的体积,且加大了参数设计难度。文献[6]提出一种新型的变结构控制方式,将全桥/半桥以及变谐振腔结构的方法相结合,在较窄的频率范围内实现宽增益变换,但该电路最多有四种工作模式,大大增加控制难度。文献[7]提出定频变母线电压和移相混合控制策略,通过增大变压器副边开关管零电流关断范围,提高变换器的工作效率和功率密度。这种控制方法可以让 LLC 工作在最高效率,但动态响应速度较慢。文献[8]提出一种简化最优轨迹控制,控制效果较好,但这种方法需要根据 LLC 的时域方程画出 LLC 移相模式下的状态轨迹,再根据状态轨迹进行控制器的设计,设计过程较为复杂。

综合考虑上述因素,本文提出一种基于滑模

基金项目:江苏省重点研发计划项目(BE2018130);江苏省研究生科研与实践创新计划项目(SJCX19_0534)

作者简介:殷帆(1996—),男,硕士,Email:623883086@qq.com

通讯作者:李先允(1960—),男,博士,教授,Email:alixy6412@aliyun.com

控制的变频移相混合控制策略。在变频模式下实现升压,在移相模式下实现降压。本文通过分析全桥 LLC 在变频和移相模式下的工作原理与数学模型,提供了详细的变频移相控制器设计步骤。该控制方法的优点是:能够很好地适应输入电压或输出电压范围较宽的情况,输出电压稳定,动态响应好,稳态误差小,鲁棒性强。

1 LLC 谐振变换器工作原理

全桥 LLC 谐振变换器拓扑如图 1 所示。

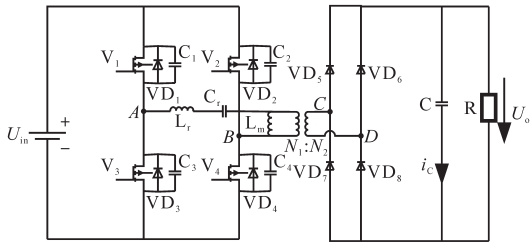


图1 全桥 LLC 谐振变换器拓扑

Fig.1 Topology of full-bridge LLC resonant converter

图 1 中, U_m 为直流电源电压; U_o 为输出电压; $V_1 \sim V_4$ 为功率开关管; $VD_1 \sim VD_4$ 为 MOS 管的寄生二极管; L_r 为谐振电感; C_r 为谐振电容; L_m 为励磁电感; $VD_5 \sim VD_8$ 为副边整流二极管; C 为输出电容; R 为负载电阻。

在变频模式控制下,开关频率 f_s 的范围可以分为 $f_m < f_s < f_r$, $f_s = f_r$, $f_s > f_r$ 三种模式^[9-11]。其中

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

变频模式下,开关管 V_1, V_4 控制信号相同; V_2, V_3 控制信号相同; V_1, V_4 与 V_2, V_3 的驱动信号互补,各占 0.5 的占空比。其主要工作波形如图 2 所示。

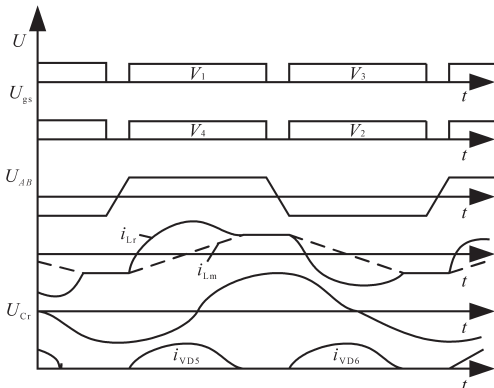


图2 变频模式工作波形

Fig.2 Working waveforms of frequency conversion mode

移相模式下, LLC 开关频率固定,上下桥臂控制信号互补, V_1 与 V_4 的控制信号错开一个移相角^[12]。图 3 为移相模式下变换器的主要波形。

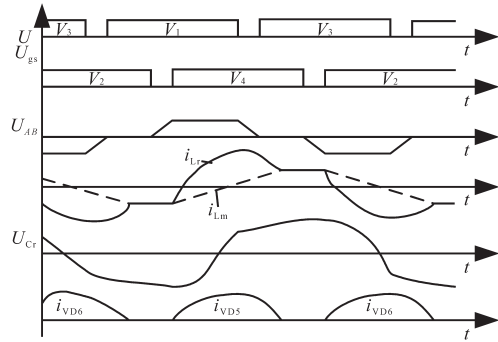


图3 移相模式工作波形

Fig.3 Working waveforms of phase shift mode

2 LLC 变换器的基本特性

由第 1 节的分析可知, LLC 变换器有变频和移相两种工作模式,本节将采用基波分析法,分别建立 LLC 变换器在变频模式和移相模式下的数学模型,并分析其基本特性。

2.1 变频模式基本特性

状态空间平均法等传统的建模方法在脉宽调制变换器中得到了广泛的应用,但这些方法不适用于 LLC 谐振变换器,基波近似法在 LLC 的设计中得到了广泛的应用^[13]。

图 4 为 LLC 谐振变换器的基波等效电路。其中 U_{AB} 为谐振腔的输入电压,变频模式下, U_{AB} 为方波,对其进行傅里叶分解并保留基波分量。

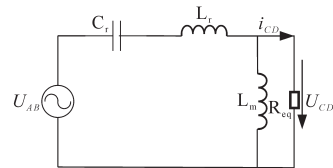


图4 LLC 谐振变换器的基波等效电路

Fig.4 Fundamental equivalent circuit of LLC resonant converter

基波分析法在许多文献中均有详细推导过程,在此不再赘述,直接根据图 4 给出基波分析法下的输出电压增益 M_f 表达式:

$$M_f = \left| \frac{R_{eq} / j\omega_s L_m}{[R_{eq} / j\omega_s L_m] + \frac{1}{j\omega_s C_r} + j\omega_s L_r} \right| \quad (2)$$

其中

$$R_{eq} = 8(N_1/N_2)^2 R / \pi^2$$

式中: R_{eq} 为等效电阻; ω_s 为基波角频率。

为简化表达式,令品质因数 $Q = \sqrt{L_r/C_r} / R_{eq}$, $f_n = f_s / f_r$, $L_n = L_m / L_r$ 。则电压增益表达式变为

$$M_f = \frac{1}{\sqrt{[(1 - \frac{1}{f_n^2})Qf_n]^2 + [(1 - \frac{1}{f_n^2})\frac{1}{L_n} + 1]^2}} \quad (3)$$

此表达式即为变频模式下 LLC 谐振变换器的输出电压增益表达式。

在 Mathcad 中得出变频模式下,不同 Q 值(即不同负载)情况下,增益-频率关系曲线如图 5 所示。

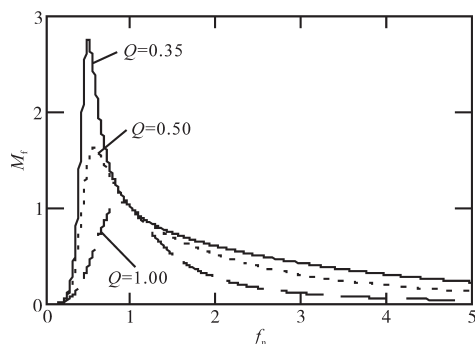


图5 增益-频率关系曲线

Fig.5 The curve of the relationship between gain and frequency

根据图 5 可以看出,不论负载情况如何,LLC 谐振变换器在谐振频率点 f_n 处增益均为 1。为了让 LLC 工作效率尽可能高,在变频模式下频率变化范围不宜过大^[14]。当 $f_n < f_r$ 时, Q 值越小,曲线越陡,增益对频率变化就越敏感;当 $f_n > f_r$ 时,曲线增益小于 1, Q 值越小,增益衰减越慢。由此可以看出,在 Q 值较小时,即在轻载情况下,LLC 谐振变换器通过变频模式很难达到较小的增益。因此当所需增益小于 1 时,可以让变换器工作在移相模式。

2.2 移相模式基本特性

移相模式下,谐振腔输入电压 U_{AB} 中基波含量会随移相角的增大而减小,利用基波分析法无法得出较为精确的模型。文献[15]用时域分析法列出了移相模式下各个模态下的数学模型,最后用数学分析软件绘出移相角与增益之间的关系,这种方法较为繁琐,且依然无法得出移相模式下的显式表达式。因此,本文仅采用基波分析法对移相模式下的工作特性作定性分析。

变频控制情况下,谐振腔输入电压方波的基波成分为

$$U_{AB}(t) = \frac{4}{\pi} U_{in} \sin(2\pi f_s t) \quad (4)$$

移相情况下,对输入电压作傅里叶分解,可得基波成分为

$$U'_{AB}(t) = 2[1 - \cos(D\pi)]U_{in} \sin(2\pi f_s t) / \pi \quad (5)$$

其中

$$D = (\pi - \varphi) / \pi$$

式中: D 为全桥 LLC 谐振变换器的占空比; φ 为移相角。

将式(4)、式(5)进行对比可以发现,移相模式下:

$$U'_{AB}(t) = [1 - \cos(D\pi)]U_{AB}(t) \quad (6)$$

结合式(4)、式(5)、式(6),得出移相控制下的电压增益 M_D 的表达式为

$$M_D = [1 - \cos(D\pi)]M_f / 2 \quad (7)$$

通常情况下,移相控制工作在谐振频率点 $f_n = 1$ 处,将 $f_n = 1$ 代入式(7),在 Mathcad 中绘出增益-占空比曲线图如图 6 所示。

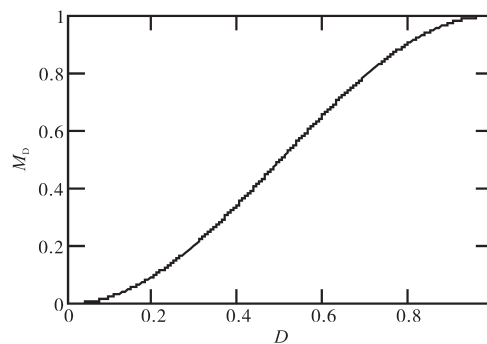


图6 增益-占空比关系图

Fig.6 The curve of the relationship between gain and duty cycle

由图 6 可以看出,随着占空比的增大,电压增益逐渐增大,当 $D=1$ 时,增益为 1;随着占空比的减小,电压增益逐渐减小,当 $D=0$ 时增益为 0。因此移相控制下,LLC 变换器工作在降压模式^[15]。

3 变频-移相混合控制器的设计

3.1 滑模控制器的设计

从前面的分析可以看出,LLC 在变频和移相模式下的特性大相径庭。在移相模式下,变换器增益恒小于 1;在变频模式下,变换器增益可在谐振点附近来回变换使得增益大于 1 或小于 1。文献[16]采用了滑模变频控制,然而, f_s 需要远大于 f_r ,才能使变换器获得较小的增益值,这在很大程度上限制了滑模控制在增益小于 1 情况下的电压调节能力。

为解决上述问题,可以通过判断所需的直流电压增益 $M = N_1 U_{ref} / (N_2 U_{in})$ (U_{ref} 为参考输出电压)的大小对移相和变频模式进行切换。

下面给出滑模移相-变频混合控制方法的设计过程。

首先需分别设计变频和移相模式下的控制

器,过程如下。

为了尽量减少控制器需要设计的参数,滑模面选取如下式所示:

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 & 1 \\ k_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: k_1, k_2 为待选取的滑模系数; e_1, e_2 为误差变量。 e_1, e_2 定义如下:

$$\begin{cases} e_1 = U_o - U_{ref} \\ e_2 = \frac{de_1}{dt} \end{cases} \quad (9)$$

引入控制变量 u_1, u_2 ,将占空比选取函数与频率选取函数统一成矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} D \\ f_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{max} \\ f_{max} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_{min} - D_{max} & 0 \\ 0 & f_{min} - f_{max} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: D_{max} 为移相模式下的最大占空比; D_{min} 为最小占空比; f_{min} 为变频模式下的最小开关频率; f_{max} 为最大开关频率。

根据滑模面的大小在0和1之间的切换,设计控制变量 u_1, u_2 如下:

$$u_1 = \begin{cases} 1 & S_d > 0 \\ 0 & S_d < 0 \end{cases} \quad (11)$$

$$u_2 = \begin{cases} 0 & S_f > 0 \\ 1 & S_f < 0 \end{cases} \quad (12)$$

在实际系统中,常采用滞回比较器来保证滑模控制的可行性,因此引入滞回系数 δ_1, δ_2 ,则控制变量 u_1, u_2 修改为

$$u_1 = \begin{cases} 1 & S_d > \delta_1 \\ 0 & S_d < -\delta_1 \end{cases} \quad (13)$$

$$u_2 = \begin{cases} 0 & S_f > \delta_2 \\ 1 & S_f < -\delta_2 \end{cases} \quad (14)$$

滑模移相以及滑模变频控制框图分别如图7a、图7b所示。

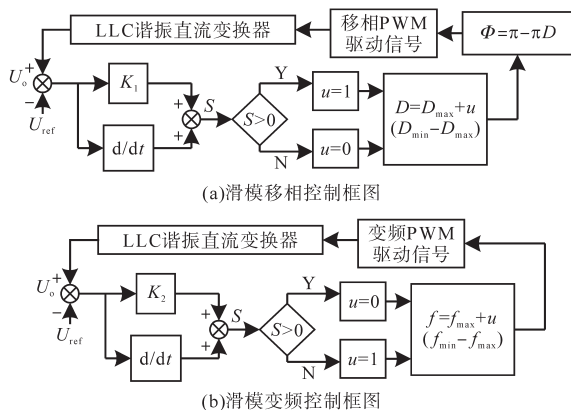


图7 滑模控制框图

Fig.7 Block diagram of sliding mode control

3.2 滑模控制器稳定性分析

定义滑模变频控制与滑模移相控制下的李亚普诺夫能量函数:

$$\begin{cases} V_d = \frac{1}{2} S_d^2 \\ V_f = \frac{1}{2} S_f^2 \end{cases} \quad (15)$$

对等式两边进行求导,可得:

$$\begin{cases} \frac{dV_d}{dt} = S_d \cdot \frac{dS_d}{dt} \\ \frac{dV_f}{dt} = S_f \cdot \frac{dS_f}{dt} \end{cases} \quad (16)$$

若系统能满足:

$$\begin{cases} S_d \cdot \frac{dS_d}{dt} < 0 \\ S_f \cdot \frac{dS_f}{dt} < 0 \end{cases} \quad (17)$$

则滑模面可达且系统稳定。

移相模式下,当 $S_d > 0$ 时, $u_1 = 1$,此时占空比 $D = D_{min}$,则输出电压 U_o 下降, e_1, e_2 下降,因此滑模面 S_d 的值呈下降趋势,即 $dS_d/dt < 0$ 。当 $S_d < 0$ 时, $u_1 = 0$,占空比 $D = D_{max}$,此时输出电压 U_o 上升, e_1, e_2 上升,因此滑模面 S_d 的值呈上升趋势,即 $dS_d/dt > 0$ 。综上所述,滑模移相控制器满足式(17),同理可得变频模式下也满足稳定性。

3.3 控制器参数的设计

由于输入电压最大时所要求的增益最小,能满足此增益的占空比即为最小占空比,因此最大占空比 D_{max} 取1,最小占空比 D_{min} 可根据下式选取:

$$U_{in_max} \times M_{D_min} \leq U_{o_nom} \quad (18)$$

式中: U_{in_max} 为最大输入电压; M_{D_min} 为最小占空比下的电压增益; U_{o_nom} 为额定输出电压。

需要注意的是,式(18)中求出 M_{D_min} 后可先根据式(7)求出最小占空比的值,但前面已经分析过,用基波分析法只是对移相模式进行定性分析,因此用该式求出的占空比并不是精确的最小占空比,且负载情况不同,移相模式下的增益特性也会有所不同,因此,用式(7)和式(18)求出占空比的粗略值后,需要结合仿真选取实际所需的最小占空比。

移相模式下的滑模系数 k_1 主要影响系统的稳态误差以及调节时间。滞回系数 δ_1 主要影响输出电压的纹波。根据仿真得出参数对输出电压的影响并绘制成曲线如图8所示。

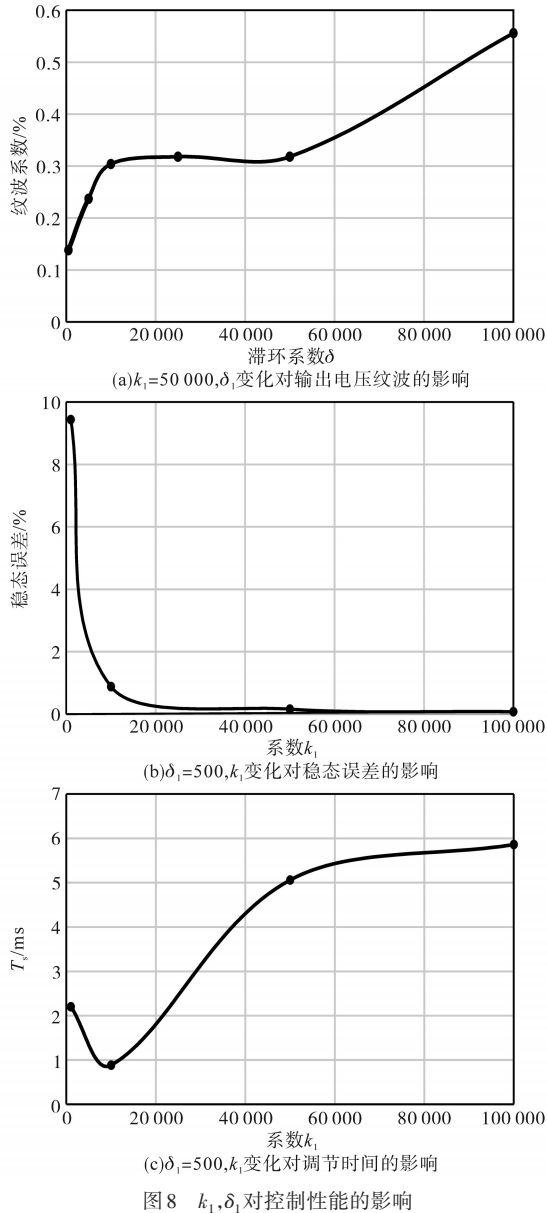


Fig.8 Impacts on control performance of k_1, δ_1

图8a为 k_1 保持50 000不变, δ_1 变化对控制器性能的影响。可以看出,随着 δ_1 的增大,电压纹波也会增大,因此可根据所要求的纹波大小来选取 δ_1 的值。

图8b、图8c为 δ_1 保持500不变, k_1 变化对控制器性能的影响。可以看出,比例系数很小时,稳态误差很大,因此需要避免这种情况。随着 k_1 的增大,输出电压稳态误差会变小,但为此付出的代价是调节时间会上升,因此选取参数时需要折中考虑。

变频模式下参数的选择方法与移相模式下的类似,限于篇幅,不再赘述。

3.4 变频-移相混合控制策略

变频-移相混合控制便是将这两种方式相结合,通过判断所需的直流电压增益 $M_{ref}=N_1U_{ref}/$

(N_2U_{in}) (U_{ref} 为参考输出电压)的大小对移相和变频模式进行切换,因此,切换点的选取至关重要。

假设切换点选为 $M_{switch}=1$ 处,这种情况下,如果所需的增益 $M_{ref}=N_1U_{ref}/(N_2U_{in})=1$,那么在输入电压有纹波的情况下, M_{ref} 也会在1附近上下波动,这将导致控制器在变频和移相模式之间频繁地切换,既不利于系统的稳定,也会对器件造成很大的影响。

因此,为避免在模式切换临界点处,由于输入电压纹波造成移相模式与变频模式的频繁切换,本文在切换过程中引入滞环,如下式所示:

$$\begin{cases} \text{变频控制} & N_1U_{ref}/(N_2U_{in}) > 1 \\ \text{移相控制} & N_1U_{ref}/(N_2U_{in}) < M_{f_min} \\ \text{保持不变} & \text{其他} \end{cases} \quad (19)$$

式中: M_{f_min} 为变频控制下所能达到的最小电压增益。

混和控制策略框图如图9所示。

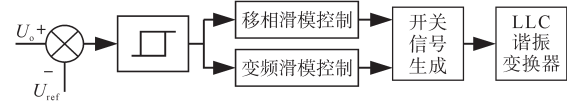


图9 混合控制策略框图

Fig.9 Block diagram of hybrid control strategy

至此,完成基于滑模控制的混合控制器的设计。

4 仿真与分析

为验证本文所提的基于滑模控制的全桥LLC混合控制策略的可行性,用PLECS搭建模型并进行仿真,并与传统PI控制进行对比。电路参数为:输入电压250~500 V,输出电压250 V,满载电流20 A,最大功率5 kW,谐振频率 $f_r=153$ kHz,变压器变比 $N_1:N_2=11:7$,谐振电感 $L_r=12$ μ H,谐振电容 $C_r=90$ nF,励磁电感 $L_m=51.5$ μ H,最大负载25 Ω 。滑模混合控制器参数为:最大频率 $f_{max}=160$ kHz,最小频率 $f_{min}=90$ kHz,最小占空比 $D_{min}=0.3, k_1=186\,633, k_2=100\,000, \delta_1=\delta_2=300$ 。PI混合控制器参数为:变频模式比例系数 $K_p=80$,变频模式积分系数 $K_i=2$,移相模式比例系数 $K_{ip}=0.4$,移相模式积分系数 $K_{ii}=4$ 。

仿真过程如下:初始输入电压取最小输入电压250 V,此时电压增益为1.57,LLC谐振变换器工作在变频模式;0.01 s输入电压突变为最大输入电压500 V,此时电压增益为0.786,LLC切换为移相模式;0.012 s突然加载,负载由12.5 Ω 变为

25 Ω,测试混合控制下的鲁棒性。整体仿真输出电压波形如图10所示。

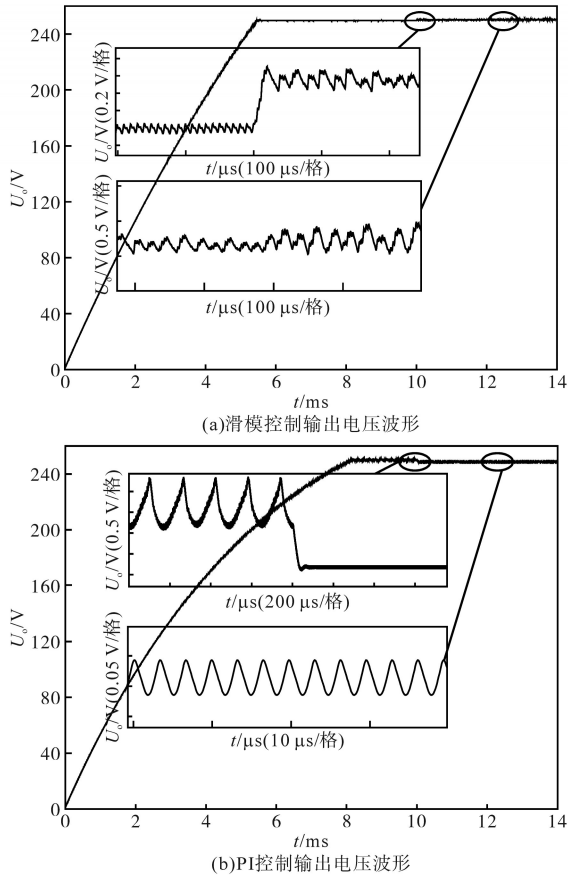


图10 滑模控制与PI控制波形对比

Fig.10 Waveforms comparison between sliding mode control and PI control

由图10可以看出,PI控制下的电压上升速度较慢,上升时间比滑模控制长;0.01 s输入电压大范围突变,PI控制与滑模控制下,输出电压均仅有略微波动,然后稳定在250 V附近;0.012 s负载突变,电阻由12.5 Ω突变为25 Ω,PI控制与滑模控制的输出电压均基本稳定在250 V附近。

将PI控制与滑模控制下的仿真数据记录进行对比,对比结果如表1所示。

表1 PI控制与滑模控制效果对比

Tab.1 Comparison between PI control and sliding mode control

	输入电压突变			负载突变	
	调节时间/ μs	纹波变化/%	稳态误差/V	纹波变化/%	稳态误差/V
滑模控制	11.6	0.039→0.094	0.196	0.094→0.145	0.247
PI控制	40.9	0.452→0.039	1.288	0.039→0.042	1.287

由表1可以看出,输入电压由250 V突变为500 V的情况下,滑模控制的调节时间仅为PI控制的四分之一,且稳态误差也较小。这种情况下

是移相滑模和移相PI在起控制作用,可见移相滑模的动态响应性能比移相PI好。负载电阻突变的情况下,滑模控制和PI控制的纹波都略微上升,总的来说滑模控制下的纹波要比PI控制下的略大,但稳态误差较小。综上所述,滑模控制的动态响应较好,稳态误差较小,鲁棒性强,纹波比PI控制略大但仍然符合工业要求。

图11为变频模式下开关管 V_1 两端电压、电流以及二次侧二极管 VD_3 电流波形图。图中 i_{Lr} 从0开始上升意味着 V_1 开始导通,从图中可以看出,开关管电压先变为0,然后电流才由0开始增加,实现了ZVS。

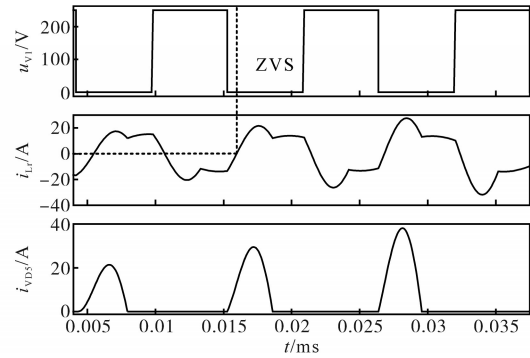


图11 变频模式仿真波形

Fig.11 Waveforms of frequency conversion mode

图12为移相模式下开关管 V_1 两端电压、电流以及二次侧二极管 VD_3 电流波形图。从图中可以看出,开关管电压先变为0,然后电流才由0开始上升,意味着开关管先变为零电压,才开始导通,实现了ZVS。

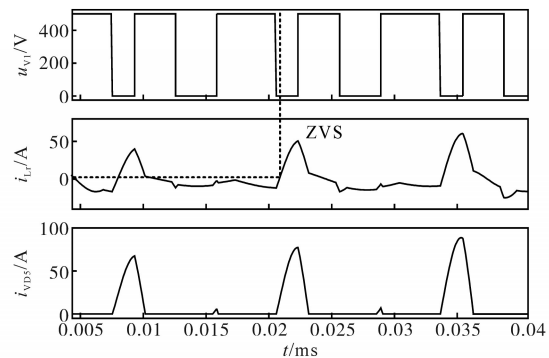


图12 移相模式仿真波形

Fig.12 Waveforms of phase shift mode

5 结论

本文在对 LLC 谐振变换器分别在变频控制和移相控制下的原理和特性分析的基础上,提出一种基于滑模控制的 LLC 混合控制策略,能够较好地适应输入电压范围较宽的应用场合。仿真结果表明滑模混合控制动态响应较好,稳态误差

较小,鲁棒性强,解决了LLC变换器在变频控制下电压增益范围较窄的问题。

参考文献

- [1] Kang S, Kim H, Cho B. Adaptive voltage-controlled oscillator for improved dynamic performance in LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(2): 1652-1659.
- [2] 吴天文,李志忠,杨慧,等.全桥LLC谐振变换器软启动混合控制策略[J].电气传动,2019,49(3):54-58,65.
Wu Tianwen, Li Zhizhong, Yang Hui, *et al.* Hybrid control strategy for full-bridge LLC resonant converter based on digital soft-start[J]. Electric Drive, 2019, 49(3): 54-58, 65.
- [3] 包尔恒,王红涛,高军.PWM控制LLC谐振变换器的单调性研究[J].电气传动,2017,47(6):28-31.
Bao Erheng, Wang Hongtao, Gao Jun. Monotonicity research of LLC resonant converter in PWM control mode[J]. Electric Drive, 2017, 47(6): 28-31.
- [4] 吕正,颜湘武,孙磊.基于变频-移相混合控制的L-LLC谐振双向DC-DC变换器[J].电工技术学报,2017,32(4):12-24.
Lü Zheng, Yan Xiangwu, Sun Lei. A L-LLC resonant bidirectional DC-DC converter based on hybrid control of variable frequency and phase shift[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(4): 12-24.
- [5] 王议锋,陈博,吕雯,等.拓扑变换型LLC-C谐振软开关直流变换器[J].电工技术学报,2019,34(18):3810-3820.
Wang Yifeng, Chen Bo, Lü Wen, *et al.* A topology morphing LLC-C resonant soft-switching DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(18): 3810-3820.
- [6] 王议锋,杨良,陈博,等.一种拓扑变换型多谐振软开关直流变换器[J].电工技术学报,2018,33(24):5838-5847.
Wang Yifeng, Yang Liang, Chen Bo, *et al.* A topology morphing multi-element resonant soft-switching DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 5838-5847.
- [7] 张航,赵晋斌,屈克庆,等.高效率LLC谐振变换器的定频混合控制策略[J].电力自动化设备,2019,39(7):92-98.
Zhang Hang, Zhao Jinbin, Qu Keqing, *et al.* Fixed-frequency hybrid control strategy of high-efficiency LLC resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(7): 92-98.
- [8] Fei C, Li Q, Lee F C. Digital implementation of light-load efficiency improvement for high-frequency LLC converters with simplified optimal trajectory control[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(4): 1850-1859.
- [9] 冯建宇.LLC谐振变换器控制器设计[D].杭州:浙江大学,2018.
Feng Jianyu. Design of the controller for LLC resonant converter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2018.
- [10] Sosa J L, Castilla M, Miret J, *et al.* Sliding-mode input-output linearization controller for the DC/DC ZVS CLL-T resonant converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(3): 1554-1564.
- [11] Park H, Jung J. PWM and PFM hybrid control method for LLC resonant converters in high switching frequency operation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 253-263.
- [12] 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 Ju, Ruan Xinbo. Hybrid control strategy of full bridge LLC converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4): 72-79, 94.
- [13] 刘亚光.谐振双向DC/DC变换器的控制研究[D].杭州:浙江大学,2018.
Liu Yaguang. Research on the control of resonant bidirectional DC/DC converter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2018.
- [14] 闫行.基于半桥LLC谐振变换器的车载充电器的设计[D].广州:华南理工大学,2018.
Yan Hang. Design of the on-board charger based on half-bridge LLC resonant converter[D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2018.
- [15] 李菊.全桥LLC谐振变换器的混合式控制策略[D].南京:南京航空航天大学,2011.
Li Ju. Hybrid control for full-bridge LLC converter[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2011.
- [16] Ma H, Liu Q, Guo J. A sliding-mode control scheme for LLC resonant DC/DC converter with fast transient response[C]// IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IEEE, 2012: 162-167.

收稿日期:2020-05-05

修改稿日期:2020-09-10