基于 L-LLC 谐振双向变换器的储能装置接口电路及控制策略研究

申明, 张晓斌

(西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710072)

摘 要:针对微网柔性并网系统中储能装置接口电路运行效率低、动态性能差的问题,提出一种基于 PI 或 PID 与最优轨迹混合控制的 L-LLC 谐振双向全桥变换器(L-LLC resonant bidirectional DC-DC converter,L-LLC BDC),实现了输入侧开关管的零电压开通和输出侧整流管的零电流关断,显著提高了变换器的动态性能,相对于最优轨迹控制,大量减小了运算的复杂度,提高了开关管的开关频率。采用状态平面法从理论层面对 L-LLC-BDC 的运行状态及特性进行了详细描述,在此基础上设计了储能装置接口电路控制系统。仿真结果表明,基于 PI 或 PID 与最优轨迹混合控制的 L-LLC-BDC 储能装置接口电路理论分析的正确性和动态性能的优越性,保证了微网柔性并网系统的运行性能。

关 键 词:DC-DC 变换器;谐振;PI;混合控制;零电压开通;MATLAB
中图分类号:TM721 **文献标志码**:A **文章编号**:1000-2758(2018)05-0926-07

微网柔性并网接口是由基于电压源换流器低压直流输电(voltage source converter-low voltage direct current,VSC-LVDC)系统直流母线上并联储能装置构成,具有不需外部电网提供换相电压、能实现灵活四象限运行、平抑功率波动和故障隔离等优点,越来越受到国内外学者的关注[1-4]。其中,双向 DC-DC 变换器(bidirectional DC-DC converters,BDC)是实现储能系统(energy storage systems,ESS)与直流母线间能量交互以及稳定直流母线电压的核心装置。

ESS 的输出电压及电流范围较宽,这就要求 BDC 具备较宽的电压增益范围以及功率接纳能力。为了适应宽范围电压输入场合,国内外学者主要从拓扑结构和控制策略两方面对 BDC 进行了大量研究。采用移相控制的双主动全桥(dual active bridge, DAB)BDC 以其系统惯性小、易于实现软开关等优点成为应用最多的 BDC,但当输入与输出电压不匹配或轻载时,环流较大、开关管的关断电流较大以及难以实现开关管的零电压开通(zero voltage switching,ZVS)等问题造成工作效率大幅下降。虽然文献[5-6]分别提出了双重移相和三重移相控制控制策略,但都未显著提高该变换器的工作效率而且随着控制量的增加,控制难度也随之增大。

为了改善 BDC 的软开关特性,谐振技术如 LC 串联谐振、LC 并联谐振、LCC 谐振以及 LLC 谐振等谐振电路被应用到 BDC 的拓扑结构中,其中 LLC 变换器,相对于其他谐振电路,以其在宽电压范围输入下,功率密度高,电磁干扰可有效降低,环流能量最小,以及在全负载范围内均可实现一次侧开关管 ZVS 和二次侧整流二极管的零电流关断(zero current switching,ZCS)等优异的综合性能而引起了广泛关注[7-10]。文献[11]提出了 LLC 谐振型 BDC 变换器,正向运行时与 LLC 谐振变换器相同,反向运行时仅相当于传统的全桥变换器,文献[12]基于文献[11]所提拓扑,在变换器的副边添加了谐振电容,但由于结构不对称,变换器正向运行和反向运行的谐振频率特性和增益特性差异较大,导致其参数设计和控制的复杂度和难度增大。文献[13]提出了 CLLLC 谐振型 BDC 变换器,虽然实现了结构对称,但增加了谐振元件个数,也增加了谐振参数和控制难度。文献[14]提出了 L-LLC 谐振型 BDC 变换

收稿日期:2017-09-09
作者简介:申明(1978—),西北工业大学博士研究生,主要从事柔性直流输电、微电网及控制技术研究。

器,该变换器在正向和反向运行中的电路结构完全相同,但由于其同步控制策略使其电压增益范围较窄,且系统的动态特性较差。文献[15]将变频-移相混合控制策略应用于 L-LLC 谐振型 BDC 变换器,虽然该方法使得系统的运行效率较高,但对系统的动态性能改善不大。

基于以上原因,本文提出了将 PI 和最优轨迹混合控制(optimal trajectory control,OTC)策略应用于 L-LLC 型 BDC 变换器。在系统稳态时,采用 PI 控制来减少稳态误差,当出现负载跳变时,采用 OTC 实现对系统的快速跟踪,该方法可实现全负载范围内输入侧开关管的零电压开通和输出侧整流管的零电流关断,运行效率高,同时有效提高了变换器的动态性能。

1　系统结构与储能接口电路拓扑

柔性并网接口系统结构由配网侧换流器(VSC1)、微网侧换流器(VSC2)和储能单元三部分组成,如图 1 所示,换流器 VSC1 和 VSC2 采用三相两电平结构。图中,$L_{s1,2}$ 为滤波电感,u_{s1abc} 为配网三相交流电压,i_{s1abc} 为配网侧三相交流电流,u_{c1abc} 为换流器 VSC1 交流侧三相电压,u_{s2abc} 为微网三相交流电压,i_{s2abc} 为微网侧三相交流电流,u_{c2abc} 为换流器 VSC2 交流侧三相电压,储能装置通过接口单元并接在 VSC-LVDC 系统的直流母线。

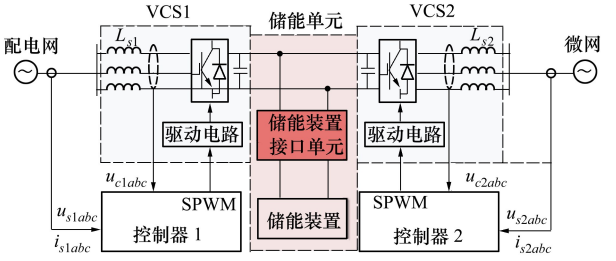


图 1　柔性并网接口系统结构图

储能装置接口单元采用的 L-LLC-BDC 变换器结构如图 2 所示,变换器原边、副边均采用全桥结构,变换器的 V_{in} 为储能装置接口单元的输入电压,V_0 为直流母线电压。L_{m1} 为励磁电感,L_r 为谐振电感,C_r 为谐振电容,L_{m2} 为附加电感。开关管 S_1 - S_4 为变压器原边开关管,S_5 - S_8 为变压器副边开关管。变换器正向工作为储能系统放电模式,反向工作为储能系统充电模式。若令 L_{m1} 的电感量与 L_{m2} 的电感量相等,则该变换变换器正向与反向的工作原理完全相同,故本文只对该变换器正向工作原理进行分析。开关管 S_1 - S_4 构成逆变网络,L_{m2}、L_{m1}、L_r、C_r 构成谐振腔,开关管 S_5 - S_8 的反并联二极管 D_{s5} - D_{s7} 构成整流网络。

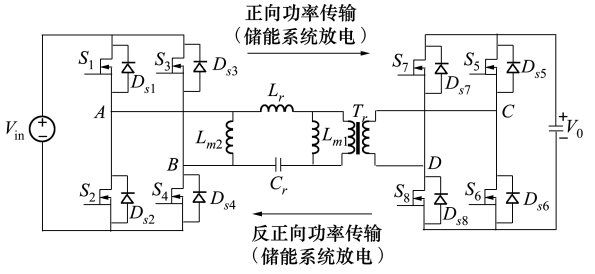


图 2　L-LLC-BDC 的电路拓扑

2　L-LLC-BDC 的状态平面分析

2.1　L-LLC-BDC 的工作原理

为了简化分析,假设输出电容足够大,输出电压 V_0 可始终保持恒定。图 3、4 分别为 L-LLC-BDC 变换器当 $f_s = f_r$, $f_s < f_r$, $f_s > f_r$ 稳态时域波形和相应的谐振运行模态。

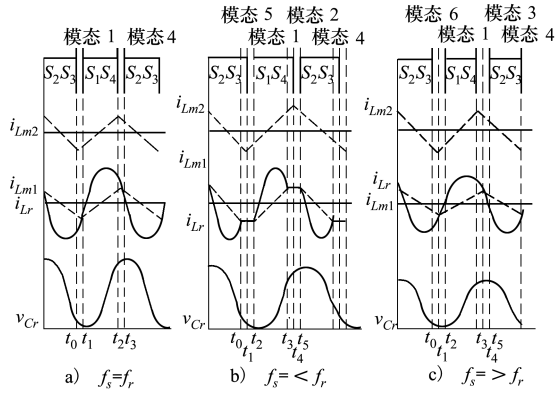


图 3　L-LLC-BDC 稳态时域波形

各模态的工作情况描述如下:

1)运行模态 1:S_1 和 S_4 处于导通状态,L_{m1} 被钳位于输入电压 V_{in},L_{m2} 被钳位于输出电压 V_0,均不参与谐振。L_r 与 C_r 组成串联谐振电路。能量经过变压器流向负载,D_{s5},D_{s8} 自然导通。

2)运行模态 2:S_1 和 S_4 零电压导通,当电感电流 i_{Lr} 与励磁电流 i_{Lm1} 相等,此时二次侧电流下降为

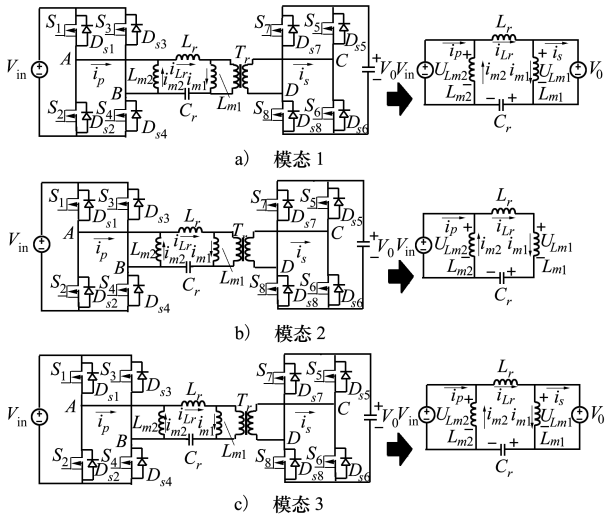


图 4 L-LLC-BDC 的谐振运行模态及等效电路

零,能量不经过变压器流向负载。二极管 D_{s5},D_{s8} 零电流关断,不存在反向恢复的问题,实现了 ZCS。此模态发生在$f_s < f_r$。同时输出电压不再对 C,D 两点钳位,L_r,C_r 和 L_{m1} 组成串联谐振电路。相对于电感 L_r,励磁电感 L_{m1} 的感抗很大,故谐振电流可以近似为恒流。

3) 运行模态 3:S_1 和 S_4 处于导通状态,能量经过变压器流向负载,但二次侧的电流方向发生变化,此模态发生在$f_s > f_r$,L_r 与 C_r 组成串联谐振电路。能量经过变压器流向负载,D_{S6},D_{S7} 自然导通。

模态 4,5,6 为 S_2 和 S_3 处于导通状态时,变换器在另一半周期的工作状态,其工作原理与上半周期类似,这里不再赘述。

2.2 L-LLC-BDC 谐振电路分析

为了方便推导谐振运行模态的时域和轨迹方程,现定义参数如下:

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad \omega_r = \sqrt{\frac{1}{L_r C_r}}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(L_r + L_{m1})}{C_r}} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{(L_r + L_{m1}) \cdot C_r}}$$

1) 根据谐振运行模态 1 的等效电路,时域方程可表示为:

$$\begin{cases} \dot{u}_{Cr} = \dfrac{1}{C_r} i_{Lr} \\ \dot{i}_{Lr} = -\dfrac{1}{L_r} u_{Cr} + \dfrac{1}{L_r}(V_{\text{in}} - V_0) \end{cases} \tag{1}$$

求解一阶微分方程组,定义电流和电压的规范化系数为:$I_{\text{base}} = V_{\text{in}}/Z_r V_{\text{base}} = V_{\text{in}}$,可以得到:

$$\begin{cases} i_{LrN} = I_{Lr0N}\cos[\omega(t - t_0)] - \\ \quad [V_{CroN} - (1 - V_{0N})]\sin[\omega(t - t_0)] \\ u_{CrN} - (1 - V_{0N}) = I_{Lr0N}\sin[\omega(t - t_0)] - \\ \quad [V_{Cr0N} - (1 - V_{0N})]\cos[\omega(t - t_0)] \end{cases} \tag{2}$$

则谐振运行模态 1 的轨迹方程可表示为:

$$[u_{CrN} - (1 - V_{0N})]^2 + i_{LrN}^2 = I_{Lr0N}^2 + [V_{Cr0N} - (1 - V_{0N})]^2 \tag{3}$$

2) 根据谐振运行模态 2 的等效电路。时域方程可表示为:

$$\begin{cases} \dot{u}_{Cr} = \dfrac{1}{C_r} i_{Lr} \\ \dot{i}_{Lr} = -\dfrac{1}{L_r + L_{m1}} u_{Cr} + \dfrac{1}{L_r + L_{m1}} V_{\text{in}} \end{cases} \tag{4}$$

求解一阶微分方程组,定义电流和电压的规范化系数为:$I_{\text{base}} = V_{\text{in}}/Z_0$,$V_{\text{base}} = V_{\text{in}}$,可以得到:

$$\begin{cases} u_{CrN} - 1 = \dfrac{I_{Lr0N}}{Z_r/Z_0} \cdot \sin[\omega_0(t - t_0)] + \\ \quad (V_{Cr0N} - 1) \cdot \cos[\omega_0(t - t_0)] \\ \dfrac{i_{LrN}}{Z_r/Z_0} = \dfrac{I_{Lr0N}}{Z_r/Z_0} \cdot \cos[\omega_0(t - t_0) - \\ \quad (V_{Cr0N} - 1) \cdot \sin[\omega_0(t - t_0)] \end{cases} \tag{5}$$

则谐振运行模态 2 的轨迹方程可表示为:

$$(u_{CrN} - 1)^2 + \left(\frac{i_{LrN}}{Z_r/Z_0}\right)^2 = (V_{Cr0N} - 1)^2 + \left(\frac{I_{Lr0N}}{Z_r/Z_0}\right)^2 \tag{6}$$

3) 谐振运行模态 3 与模态 1 的求解方法类似,不同之处在于谐振腔电压为 $V_{\text{in}} + V_0$,因此谐振运行模态 3 的轨迹方程可表示为:

$$[u_{CrN} - (1 + V_{0N})]^2 + i_{LrN}^2 = I_{Lr0N}^2 + [V_{Cr0N} - (1 + V_{0N})]^2 \tag{7}$$

同理,可求出谐振运行模态 4,5,6 的轨迹方程可表示为:

$$\begin{cases} [u_{CrN} + (-1 + V_{0N})]^2 + i_{LrN}^2 = \\ \quad I_{Lr0N}^2 + [V_{Cr0N} + (-1 + V_{0N})]^2 \\ (u_{CrN} + 1)^2 + \left(\dfrac{i_{LrN}}{Z_r/Z_0}\right)^2 = \\ \quad (V_{Cr0N} + 1)^2 + \left(\dfrac{I_{Lr0N}}{Z_r/Z_0}\right)^2 \\ [u_{CrN} + (V_{0N} + 1)]^2 + i_{LrN}^2 = \\ \quad I_{Lr0N}^2 + [V_{Cr0N} + (V_{0N} + 1)]^2 \end{cases} \tag{8}$$

对于全桥电路来讲,在运行模态 1 内,也就是当 $f_s = f_r$ 时,$V_0 = V_{in}$,即 $V_{0N} = 1$,则模态 1 轨迹方程的圆心为(0,0)。基于以上 L-LLC-BDC 谐振运行模态分析,可以得到其稳态轨迹转换如图 5 所示。

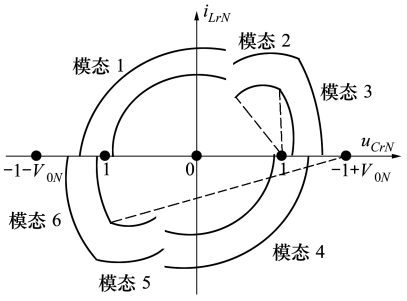


图 5　L-LLC-BDC 的稳态轨迹转换

3　L-LLC 谐振电路控制策略

图 6 为 PI 与最优轨迹混合控制的控制系统框图。当系统稳态时采用 PI 来进行环路补偿,通过调节开关管的频率来控制输出电压。最优轨迹控制法则是当出现负载跳变时,根据控制命令(负载电流值)计算出最佳的开关管导通和关断时刻来实现两个轨迹的转换以保证良好的动态性能。

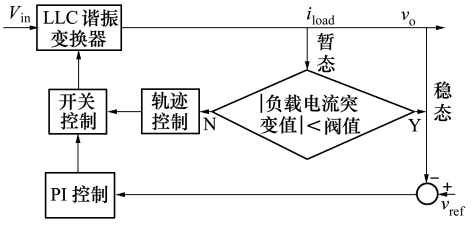


图 6　PI-最优轨迹控制控制框图

为了使 L-LL-BDC 变换器获得最高效率,一般将工作点设计在谐振频率点附近,也即工作在运行模态 1 和模态 4。负载越重,轨迹的半径就越大。当负载从轻载跳变到重载时的 PI-最优轨迹控制如图 7 所示。

谐振腔电流的有效值为:

$$I_{\mathrm{RMS}} = \frac{1}{8}\frac{V_0}{R_L}\sqrt{\frac{2R_L^2T^2}{L_m^2} + 8\pi^2} \tag{9}$$

(9)式可变形为:

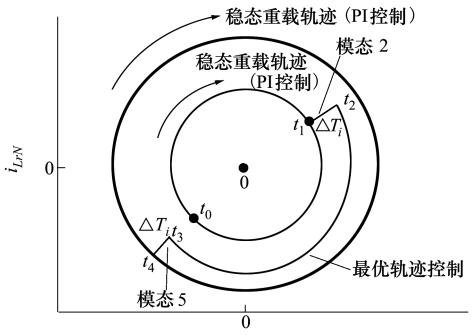


图 7　负载跳变时的控制轨迹

$$I_{\mathrm{RMS}} = \frac{1}{8}\sqrt{\frac{2V_0^2T^2}{L_m^2} + 8\pi^2 i_L^2} \tag{10}$$

由图 8 可知,当 $f_s = f_r$ 时:

$$\rho = \frac{\sqrt{2}I_{\mathrm{RMS}}Z_r}{V_{\mathrm{in}}} \tag{11}$$

规范化的谐振电流和励磁电流为:

$$i_{LrN}(t_1) = i_{LmN}(t_1) = \frac{V_0}{L_m}\cdot\frac{T}{4}\cdot\frac{Z_r}{V_{\mathrm{in}}} \tag{12}$$

由图中三角形 ABO,可求得 u_{CrN} 的值为:

$$u_{CrN}(t_1) = \sqrt{\rho^2 - i_{LrN}(t_1)^2} = \frac{\pi}{2}\cdot i_{\mathrm{load}}\cdot\frac{Z_r}{V_{\mathrm{in}}} \tag{13}$$

t_1 时刻的负载电流为轻载时的电流,故可得:

$$u_{CrN}(t_1) = -\frac{\pi}{2}\cdot i_{ll}\cdot\frac{Z_r}{V_{\mathrm{in}}} \tag{14}$$

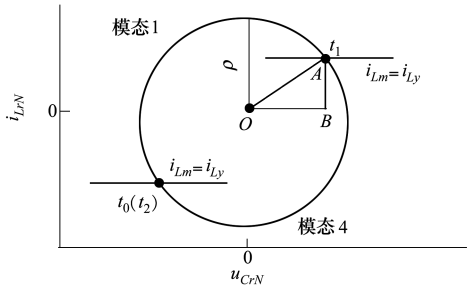


图 8　$f_s = f_r$ 时的稳态轨迹分析

则 t_4 时刻的 u_{CrN} 的值为:

$$u_{CrN}(t_4) = -\frac{\pi}{2}\cdot i_{hl}\cdot\frac{Z_r}{V_{\mathrm{in}}} \tag{15}$$

由图 7 可知,t_2 到 t_3 可近似看做是轻载和重载轨迹中间的半圆。因此 $u_{CrN}(t_2)$ 可由(16)式计算得到:

$$u_{CrN}(t_2)=\frac{u_{CrN}(t_1)+(1-u_{CrN}(t_4))}{2}=\frac{\pi}{2}\cdot\frac{Z_r}{V_{\text{in}}}\cdot\frac{(i_{ll}+i_{hl})}{2} \tag{16}$$

因此,当负载从轻载跳变到重载时, S_1,S_2 开通时间应该增加 ΔT_i :

$$\Delta T_i=t_2-t_1=\frac{u_{CrN}(t_2)-u_{CrN}(t_1)}{I}\cdot C_r\cdot V_{\text{in}}=\frac{L_{m1}\cdot(I_{hl}-I_{ll})}{V_{\text{in}}} \tag{17}$$

式中, $I=i_{lr}(t_1)=i_{lm1}(t_1)=V_0*T/4L_{m1}$。

同理,可求出当负载从重载跳变到轻载时,S_1,S_2 开通时间应该减少 ΔT_d :

$$\Delta T_d=\frac{T}{4}\cdot\left(1-\sqrt{\frac{I_{ll}}{I_{hl}}}\right) \tag{18}$$

4 仿真分析

为了验证所提控制策略的正确性,通过 MATLAB 仿真软件对图 2 所示的储能装置接口进行了仿真分析,仿真模型参数如表 1 所示。下面以负载从轻载跳变到重载的仿真结果来说明控制策略的有效性。

表 1 系统仿真模型参数

参数名称	参数值
配电网电压等级/V	400
微网电压等级/V	400
系统额定容量/kVA	500
BDC 一次侧额定电压/V	760
BDC 二次侧额定电压/V	380
BDC 额定功率/kW	8
BDC 变压器励磁电感/mH	0.353
BDC 变压器变比	1 : 2
BDC 谐振电感/mH	0.057
BDC 谐振电容/uf	0.082
BDC 附加电感/mH	0.353
BDC 滤波电容/uf	1
BDC 开关频率/kHz	71

在 0.08 s 时,负载从轻载到重载跳变,谐振电流在 S_1,S_4 开通时为负,S_2,S_3 开通时刻为正,实现了开关管的 ZVS,流过整流二极管上电流断续,实现了整流二极管的 ZCS,有效降低了开关管的动态损耗。图 9 为负载跳变时输出电压波形,在负载跳变时,复合最优轨迹控制的电压降幅为 1.2 V,调节时间为 0.6 ms,而 PI 控制的电压降幅为 1.8 V,调节时间约为 8 ms。图 10 为负载跳变时谐振腔中谐振电流、谐振电压的波形。图 11 为负载跳变时谐振腔中谐振电流、谐振电压的轨迹。

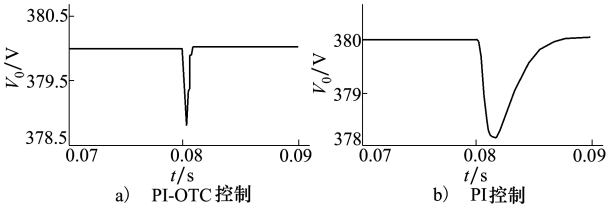


图 9 负载跳变时的输出电压波形

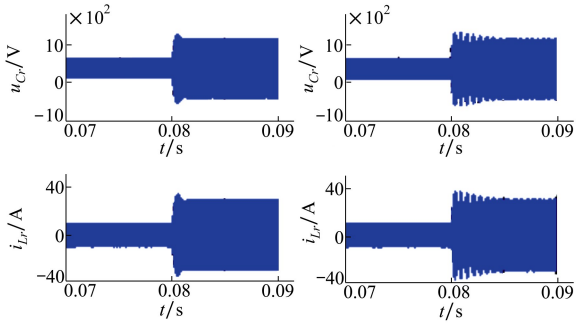


图 10 负载跳变时的谐振电流与电压波形

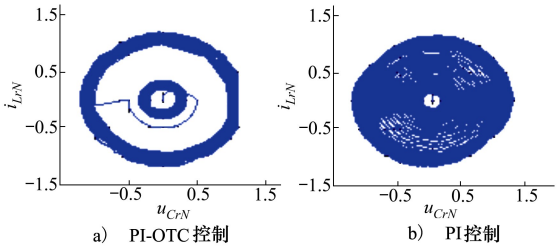


图 11 负载跳变时的谐振电压与电流轨迹

将仿真结果进行对比分析可以得到:采用复合最优轨迹控制的 L-LLC-BDC 变换器,实现了开关管的 ZVS 和整流二极管的 ZCS,降低了系统的功耗;开关频率提高到 71 kHz,能有效减小滤波电路与变压器的体积,提升功率密度;动态响应特性明显好于 PI 控制下的动态特性,波动幅度下降 30%,调节时

间缩短 10 倍以上,实现了对系统的快速跟踪;谐振电流与电压的轨迹干净,仅需一个周波就可以完成从轻载到重载的跳变,而 PI 控制的稳态轨迹转换较多,震荡较大。

5　结　论

本文将 PI-OTC 混合控制策略与 L-LLC 双向谐振型变换器相结合,提出了基于 PI-OTC 混合控制的 L-LLC-BDC,理论研究及仿真结果表明:L-LLC-BDC 有效实现了输入侧开关管的零电压开通和输出侧整流管的零电流关断,提高了系统的运行效率;开关管的开关频率大幅提高,能有效提升设备功率密度;具有良好的动态性能,适用于储能装置与微网柔性并网系统中的母线联接;同时相对于最优轨迹控制,减小了运算的复杂度。

参考文献:

[1] 周宏林,杨耕. 用于大型 DFIG 风电场的混合型 HVDC 系统中整流器的建模与控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 224-232
Zhou Honglin, Yang Geng. Modeling and Control for Rectifier in the Hybrid-HVDC System for Dfig-Based Wind Farm[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2012, 27(4): 224-232 (in Chinese)

[2] Singh H, Vadhera S. Comparative Analysis between SMES and BESS in Application of VSC-HVDC System[C]//2015 Annual IEEE India Conference, 2015: 1-6

[3] 饶成诚, 王海云. 基于储能装置的柔性直流输电技术提高大规模风电系统稳定运行能力的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 42(4):1-6
Rao Chengcheng, Wang Haiyun. Enhancement of the Stable Operation Ability of Large-Scale Wind Power System Based on the VSC-HVDC Embedded in Energy Storage Apparatus[J]. Power System Protection and Control, 2015, 42(4): 1-6 (in Chinese)

[4] 施啸寒, 王少荣. 蓄电池-超导磁体储能系统平抑间歇性电源出力波动的研究[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(8): 53-58
Shi Xiaohan, Wang Shaorong. Power Output Fluctuation Suppression by Hybrid Energy Storage System for Intermittent Source [J]. Electric Power Automation Equipment, 2013,33(8):53-58 (in Chinese)

[5] Wen H, Xiao W, Su B. Nonactive Power Loss Minimization in a Bidirectional Isolated DC-DC Converter for Distributed Power Systems[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6822-6831

[6] 侯聂, 宋文胜. 全桥隔离 DC/DC 变换器的三重相移控制及其软启动方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(23): 6113-6121
Hou Nie, Song Wensheng. Full-Bridge Isolated DC/DC Converters with Triple-Phase-Shift Control and Soft Starting Control Method[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(23): 6113-6121 (in Chinese)

[7] Kim H S, Ryu M H. Back J W, et al. High Efficiency Isolated Bidirectional AC-DC Converter for a DC Distribution System[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2013, 28(4):1642-1654 (in Chinese)

[8] Tan X, Ruan X. Equivalence Relations of Resonant Tanks: a New Perspective for Selection and Design of Resonant Converters [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2016, 63(4): 2111-2123

[9] 张治国, 谢运祥, 袁兆梅. LCC 谐振变换器的电路特性分析[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4):50-57
Zhang Zhiguo, Xie Yunxiang, Yuan Zhaomei. Analysis of Circuit Characteristics of LCC Resonant Converter[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4):50-57 (in Chinese)

[10] Huang J, Wang Y, Li Z, et al. Unified Triple-Phase-Shift Control to Minimize Current Stress and Achieve Full Soft-Switching of Isolated Bidirectional DC-DC Converter[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 4169-4179

[11] Hillers A, Christen D, Biela J. Design of a Highly Efficient Bidirectional Isolated LLC Resonant Converter[C]//15th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2012

[12] Zahid Z U, Dalala Z M, Chen R, et al. Design of Bidirectional DC-DC Resonant Converter for Vehicle-to-Grid(V2G) Applications[J]. IEEE Trans on Transportation Electrification, 2015, 1(3): 232-244

[13] Jung Jeehoon, Kim Hosung, Ryu Myunghyo, et al. Design Methodology of Bidirectional CLLC Resonant Converter for High-Frequency Isolation of DC Distribution System[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2013, 28(4): 1741-1755

[14] Jiang T, Zhang J, Wu X, A bidirectional LLC Resonant Converter with Automatic Forward and Backward Mode Transition[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2015,30(2): 757-770

[15] 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, 3(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]. Trans of China Electrotechnical Society, 2017, 3(4):12-24 (in Chinese)

[16] Jiang T, Zhang J, Wu X, et al. A Bidirectional Three Level LLC Resonant Converter with PWAM Control[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2016, 31(3): 2213-2225

[17] Feng Weiyi, Lee Fred C. Paolo Mattavelli, Simplified Optimal Trajectory Control(SOTC) for LLC Resonant Converters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2013, 28(5): 2415-2426

[18] 马超, 张方华. 有源钳位反激式光伏微型并网逆变器输出波形质量的分析和改善[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3):354-362
Ma Chao, Zhang Fanghua. Analysis and Improvement on Current Quality of Active Clamped Flyback Type Micro PV Inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(3): 354-362 (in Chinese)

[19] 肖旭,张方华,郑愫. 移相+PWM 控制双 Boost 半桥双向 DC-DC 变换器软开关过程的分析[J]. 电工技术学报, 2015, 30(16):17-25
Xiao Xu, Zhang Fanghua, Zheng Su. The Analysis of Soft-Switching of the Phase Shift+PWM Control Dual Boost Half-Bridge Bidirectional DC-DC Converter[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2015, 30(16):17-25 (in Chinese)

Research on Energy Storage Interface Circuit and Its Control Principle Based on the L-LLC Resonant Bidirectional DC-DC Converter

Shen Ming, Zhang Xiaobin

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi′an 710072, China)

Abstract: Aiming at the low operating efficiency and poor dynamic response of energy storage interface circuit for flexible interface of connecting microgrid to power grid, the principle of PI or PID and optimal trajectory hybrid control based on the L-LLC resonant bidirectional DC-DC converter (L-LLC BDC) is proposed. It realize zero-voltage switching and zero-current switching for input switches and output rectifiers respectively, besides, it not only significantly reduce the computational complexity and further increase switching frequency, but also improve dynamic response of the converter remarkably. Using state-plane analysis, the operation status and characteristics of L-LLC-BDC are described in detail, based on that, the control system of the energy storage interface circuit is designed. In view of the principle of PI or PID and optimal trajectory hybrid control based on the L-LLC-BDC, the simulation shows that the correctness of theoretical analysis and the superiority of dynamic response and the operation performance of flexible interface of connecting microgrid to power grid is guaranteed.

Keywords: DC-DC converter; resonant; PI; hybrid control; zero-voltage switching; MATLAB