



·脉冲功率技术·

基于 AC-Link 的高增益 AC-DC 变换器 拓扑设计及控制算法*

李伯堂, 刘庆想, 李 伟

(西南交通大学 物理科学与技术学院, 成都 610031)

摘 要: 以 AC-Link™ 能量变换的方式为基础, 对变换器的拓扑结构和工作模式进行了改进, 使谐振电路得以工作在双极性模式下, 并基于新拓扑设计了相应的换流时序和控制算法, 增强了变换器对三相输入电压波动的适应性, 使其具备了理论上任意倍数的升压能力和高输入功率因数。利用 Matlab/Simulink 搭建了 30 kW 仿真模型, 仿真结果显示, 在三相电网输入、变压器变比 1:1 及阻性负载的条件下, 输出电压达到 3 kV, 升压能力达到了 6 倍。这表明该变换器具有大范围输出电压工作的能力。

关键词: 交流链接技术; 串联谐振; AC-DC 变换器; 状态平面分析法; 电荷分配

中图分类号: TN86

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202335.220325

Topological design and control algorithm for AC-Link high gain series resonant AC-DC converter

Li Botang, Liu Qingxiang, Li Wei

(School of Physical Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: Based on the AC-Link™ energy conversion method, this paper improves the topology and working mode of the converter, so that the resonant circuit can work in bipolar mode, and designs the corresponding commutation timing and control algorithm based on the new topology, which enhances the adaptability of the converter to the three-phase input voltage fluctuation, so that it has the theoretical boost capability and high input power factor. Using Matlab/Simulink, a 30 kW simulation model was built, and the simulation results show that the output voltage reached 3kV and the boost capacity reached 6 times under the conditions of three-phase grid input, transformer ratio 1:1 and resistive load, indicating that the converter has the ability to operate over a wide range of output voltages

Key words: AC-Link, series resonance, AC-DC converter, state plane analysis, charge distribution

在 AC-Link 场合下, 变换器自身的升压能力可以降低变压器变比, 从而降低了变压器的设计难度。此外, 在相同变比条件下, 变换器自身的升压能力决定了对输出电压的调节范围。文献 [1-3] 报道了基于 AC-Link 技术的并联谐振电源, 借助 LC 部分谐振实现开关零电压开通, 同时利用电感储能使变换器能够工作在升压和降压模式下, 但其升压倍数最大在 1.6 倍左右^[4]。文献 [5] 将 LLC 谐振变换器应用于 AC-Link 技术, 结合 LLC 的工作特性该变换器也能工作在升压和降压模式, 然而其电压传输比受到品质因数 Q 的影响, 为保证变换器的效率, 升压倍数一般在 2 倍以内^[6-7]。国内研究人员对串联谐振的拓扑进行了改进^[8,9], 将变换器整流单元下桥臂的二极管替换为可控开关以实现 Boost 功能, 其升压能力和并联谐振电源相当。文献 [10-12] 提出了 AC-Link™ 技术, 将谐振电容作为中间储能环节, 在单个谐振脉冲内采用前半周由输入端对谐振电容充电, 后半周由谐振电容向负载放电的工作模式, 其谐振电路只能工作在单极性模式下, 且不具备升压能力。为解决变换器的升压能力较弱的问题, 本文在 AC-Link™ 基础上对拓扑结构和工作模式进行了改进, 将双极性工作模式和 AC-Link™ 能量变换的方式相结合, 并基于新拓扑设计了相应的换流时序和控制算法, 得改进后的变换器对三相输入电压波动的适应性更强, 同时该变换器具备了高输入功率因数和理论上不受限制的升压能力。从实际应用角度来看, 其升压能力受限于开关和谐振电容

* 收稿日期: 2022-10-08; 修订日期: 2023-02-21
联系方式: 李伯堂, libotang_0606@126.com。

的耐压需求。

1 主电路结构

基于 AC-Link™ 技术的变换器典型拓扑结构如图 1 所示, L_{r1} 和 L_{r2} 分别与 C_r 组成谐振充电电路和谐振放电电路。其工作过程电流波形如图 2 所示, 将谐振电容作为中间储能环节, 首先输入端的能量通过导通相应的开关存储到谐振电容, 而后打开放电开关 (S_o) 经谐振放电电路将能量转移到负载。当 C_r 能量放完之后, 打开续流开关 (S_w) 用于释放 L_{r2} 存储的能量。由于采用了晶闸管, 电流只能单向流动并且该变换器不具备升压能力。本文将双极性模式与 AC-Link™ 能量传递的方式结合, 基于新的拓扑设计了相应的控制算法和换流时序, 经改进后的拓扑结构如图 3 所示, 采用双向开关组成开关矩阵 (S_1 到 S_{12}) 使电流能够双向流动, 为双极性工作模式创造了必要条件。调整谐振电感的布局, 优化了其数量。 S_{13} 、 S_{14} 分别为正向和反向放电开关, 控制能量从谐振电容向负载转移。它们与高频变压器、整流桥和输出滤波电容以及负载共同组成新的拓扑。

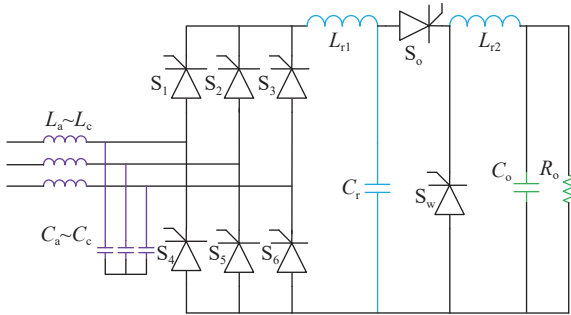


Fig. 1 AC-Link™ topology
图 1 AC-Link™ 拓扑结构

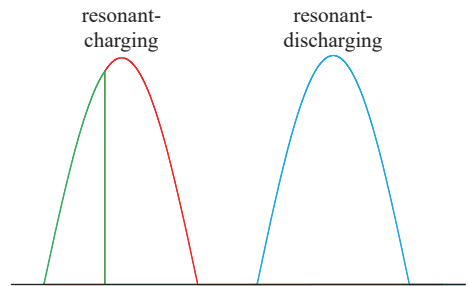


Fig. 2 AC-Link™ current waveform
图 2 AC-Link™ 工作电流波形

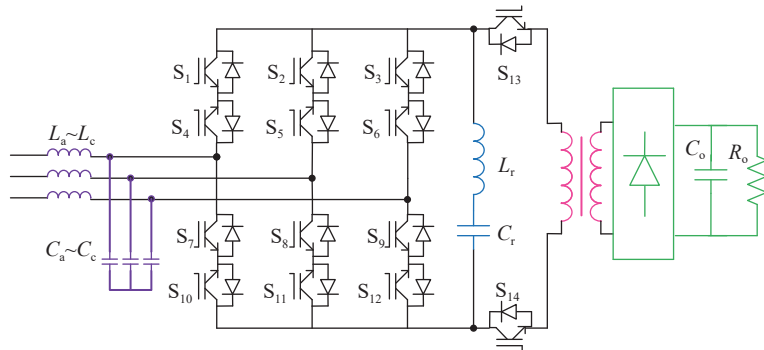


Fig. 3 Series resonant buck-boost topology
图 3 串联谐振 buck-boost 拓扑结构

2 工作过程

串联谐振电路连接着输入端和输出端, 将谐振电容作为临时储能环节, 采用对其先充电后放电的模式实现能量从输入端向输出端转移。在单次能量传输中, 由低线电压 U_l 、高线电压 U_h 和负载电压 U_L 共同参与的组合方式完成对谐振电路的激励, 其中 U_l 和 U_h 由三相电压中绝对值最大相作为一直连接相分别与绝对值最小相和中间相组合形成。在双极性工作模式下, 将一个完整工作周期分为正周期和负周期, 二者仅电压极性相反, 开关导通原则以及 U_l 、 U_h 和 U_L 的接入顺序保持一致。将三相工频输入电压的一个周期分为 12 个区间。 U_l 和 U_h 都由三相输入电压组合确定。以第一区间为例, 三相线电压的大小关系为 $U_{cb} > U_{ab} > U_{ca}$, 选取 U_{ab} 作为低线激励电压, U_{cb} 作为高线激励电压。图 4 给出了一个正周期内电流的流通过径以及开关导通的情况。

过程 1: 低线电压对谐振电容充电。导通开关 S_4 和 S_{11} , a 相与 b 相形成电流回路。谐振电感 L_r 中的电流增加, 同时谐振电容电压开始上升。当 U_l 的接入时间达到切换时间时, 过程 1 结束, 如图 4(a) 所示。

过程 2: 高线电压对谐振电容充电。导通 S_6 和 S_{11} , c 相与 b 相形成电流回路。电流继续按照串联谐振特性变化, 谐振电流自然过零, 过程 2 结束。此时谐振电容电压达到峰值, 如图 4(b) 所示。

过程 3: 辅助换流过程。如图 5 所示, 由于充电和放电过程存在间断导致出现短暂的断流, 使得 L_r 电压为 0, 而

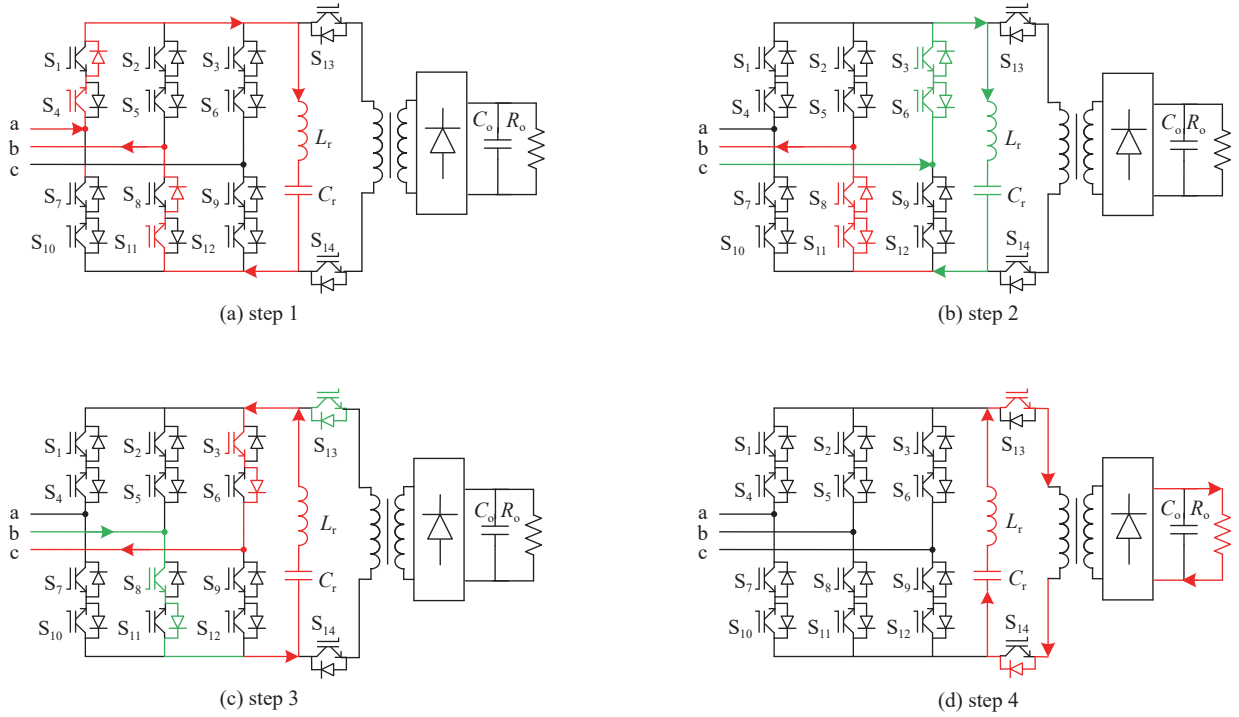


Fig. 4 Operating modes

图 4 工作过程

此时 C_r 电压达到峰值, 因此在谐振电路两端会形成电压尖峰, 严重时损坏开关。为消除电压尖峰, 必须使电感电流连续。因此在过程 2 结束前, 导通 S_3 和 S_8 形成反向续流的通路, 如图 4(c) 所示。

过程 4: 谐振电容对负载放电。辅助换流的过程当中, 打开放电开关 S_{13} , 此时电流仍以图 4(c) 中的路径流动, 因此 S_{13} 可以软开通。一段时间之后, 关闭 S_3 和 S_8 形成如图 4(d) 所示的放电回路。谐振电容通过谐振放电, 将能量传递到负载。当谐振电感电流回零时, 放电过程结束, 完成一个控制周期。当负周期来临, 开关的控制原则与过程 1~4 相似, 仅是激励电压和谐振电流的极性相反, 不再赘述。

3 换流时序

本文采用对谐振电容先充电后放电的模式完成单次能量传递。充电过程中, 采用激励电压由低向高的切换策略, 而放电过程仅将输出电压接入谐振电路。为保证开关安全可靠换流, 在充电和放电过程之间加入辅助换流过程。具体为: 在开关切换时刻 (t_1) 到来之前, 导通最小相和最大相开关 S_{min} 和 S_{max} , 由 U_1 进行激励。 t_1 时刻导通中间相开关 S_{mid} , S_{max} 保持开通, 由 U_h 进行激励。由于 U_1 被钳位, S_{min} 可以零电流关断。 ($t_2 - \Delta t_c$) 时刻开通辅助切换开关 S_{aux} 。 t_2 时刻谐振电流过零将反向流动, 电流沿着辅助换流的路径将部分能量返还高线电压, 充电阶段结束从而进入辅助换流阶段。 t_2 时刻延迟一定时间关断 S_{mid} 和 S_{max} 。在 ($t_2 + \Delta t_f$) 时刻导通放电开关 S_{dc} , 由于辅助开关处于导通状态, 电流仍将流入 U_h 。需要注意的是, S_{dc} 导通前, 充电开关 S_{min} 、 S_{mid} 和 S_{max} 需全部关闭, 仅辅助换流开关处于导通状态, 避免输入与输出短接。当 S_{dc} 导通一定时间之后 (如 $0.5 \mu s$) 关断 S_{aux} , 此时负载电压接入谐振电路端口, 能量由谐振电容传递到负载。图 6 给出了开关的通用换流时序, 其中 S_{min} 、 S_{mid} 和 S_{max} 为充电开关控制信号; S_{dc} 为放电开关控制信号; S_{aux} 为辅助换流控制信号, i_r 为谐振电感电流; U_{LC} 为谐振电路端口电压。

4 控制算法和工作特性分析

变换器控制的关键是计算能量传递过程中开关切换的时间, 即 t_1 、 t_2 和 T_c 。根据变换器的工作过程作出状态

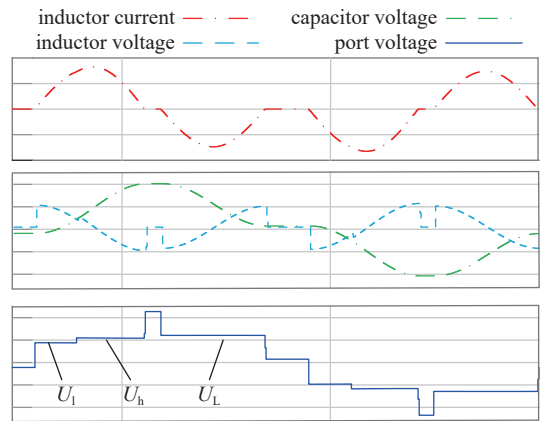


Fig. 5 Waveform without auxiliary commutation

图 5 无辅助换流的工作波形

平面图,如图7所示,横轴表示谐振电容电压,纵轴表示谐振电感电流 i_r 与特征阻抗 Z 的乘积。其中: I_1 和 I_2 为正向充电阶段; I_3 为放电阶段; U_1 、 U_h 分别为充电阶段 LC 端口的低线电压和高线电压; U_L 为放电阶段的激励电压,即负载电压; u_1 为低线电压激励完成后的电容电压; u_p 为充电过程结束时电容的峰值电压; u_r 为放电结束时电容的剩余电压。计算开关导通时间,关键是要求得 θ_1 和 θ_2 。需要求解的未知量包括 u_1 、 R_1 、 R_2 。图7中的几何关系包括

$$\begin{cases} R_1^2 - (U_1 - u_1)^2 = R_2^2 - (U_h - u_1)^2 \\ R_1 = U_1 - u_0 \\ R_3 = U_L - u_r \\ R_2 = u_p - U_h \end{cases} \quad (1)$$

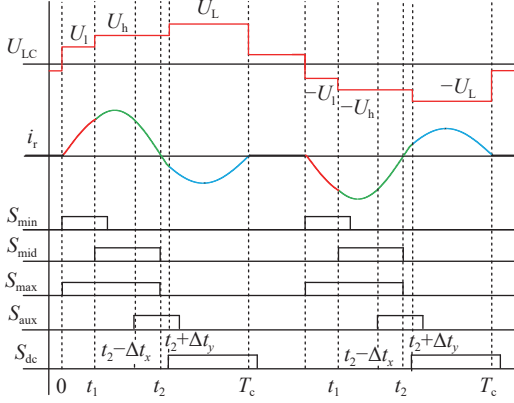


Fig. 6 Switch control signal
图6 开关控制信号

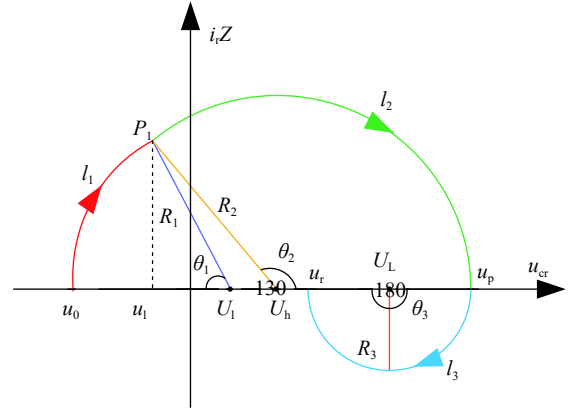


Fig. 7 State-plane diagram
图7 状态平面图

为保证谐振电路稳定工作,完成一次能量传递后,谐振电容的剩余电压 u_r 应等于其初始电压 u_0 , 仅极性相反,即

$$u_r = -u_0 \quad (2)$$

定义充电过程中,从电压最小相和中间相流出或流入的电荷量分别为 Q_{\min} 和 Q_{mid} 。由于充电阶段电流完全流入谐振电容,因此电荷变化量可表示为谐振电容的电压的变化量。此外为保证三相电流的平衡,充电阶段还需满足不同相流出或流入的电荷量之比等于各自的相电压绝对值之比,由此得到电荷分配系数

$$k = \frac{u_1 - u_0}{u_p - u_1} = \frac{Q_{\min}}{Q_{\text{mid}}} = \frac{U_{\min}}{U_{\text{mid}}} \quad (3)$$

式中: U_{\min} 是绝对值最小相电压, U_{mid} 是绝对值中间相电压。联立式(1)(2)(3),可求得目标控制量如下

$$\begin{cases} u_r = U_L - U_h - [k/(1+k)](U_1 - U_h) \\ u_1 = \frac{2kU_L}{1+k} - u_r \\ \theta_1 = \arccos[(U_1 - u_1)/R_1] \\ \theta_2 = \pi - \arccos[(U_h - u_1)/R_2] \end{cases} \quad (4)$$

带入相关参数得到低线电压激励时间和高线电压激励时间为

$$\begin{cases} t_1 = \theta_1/\omega \\ t_2 = \theta_2/\omega \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\omega = 1/\sqrt{LC}$, 为谐振角频率, $T_c = t_2 + (\pi/2)/\omega$ 。

串联谐振变换器通常被认为是一种降压变换器,因为其最大增益为1,不具备升压能力^[13]。不论升压还是降压模式,从本质上讲都属于能量的流动。传统的串联谐振变换器将LC串接在输入与输出回路中,因此当输出电压与输入电压相等时,两边的能量相等将无法继续传递,即谐振无法维持。本文通过对拓扑结构和工作模式进行改进,使得加载到LC两端的激励电压始终不为零,能量随着谐振过程的进行可以持续向负载传递。从能量流动的角度可以将本文所提出的变换器视为两级能量传递系统,第一级为输入端向谐振电容传递能量,第二级为谐振电容向输出端传递能量。为方便描述,首先定义输入等效激励电压 U_g : 充电阶段,由低线电压 U_1 和高线电压 U_h 提

供的能量应等于输入等效激励电压 U_g 提供的能量,即

$$U_g(Q_{\min} + Q_{\text{mid}}) = U_l Q_{\min} + U_h Q_{\text{mid}} \quad (6)$$

联立式(3)-(6),可得输入等效激励电压的表达式

$$U_g = \frac{kU_l}{1+k} + \frac{U_h}{1+k} \quad (7)$$

在第一和第二区间,等效激励电压、低线电压和高线电压的变化趋势如图 8 所示。其他区间按照此变化规律依次循环。联立式(2)、(4)、(7),带入相关值进而求得充电起始和结束时刻的谐振电容电压

$$\begin{cases} u_0 = U_g - U_l \\ u_p = U_g + U_L \end{cases} \quad (8)$$

变换器稳态工作时根据式(8)可得两个重要结论:(1)充电起始时刻电容电压等于输入电压与输出电压之差;(2)充电结束时刻电容电压等于输入电压与输出电压之和。充电起始时刻输入端电压 $U_g > u_0$, 能量能够从输入端向谐振电容传递。同理,充电结束时刻也即放电起始时刻 $u_p > U_L$, 当打开放电开关时,能量将从谐振电容向输出端转移。变换器进入稳态时式(8)总是成立的,在两级能量传递的过程中能量总是从高向低传递。因此从理论上讲,该变换器的升压能力是不受限制的;从实际应用角度来看,变换器的升压能力受限于谐振电容和开关的耐压需求,因为当输出电压很高时 u_p 也将很大,谐振电容和开关需承受一个高压。

此外还应该注意,当三相输入电压出现波动时会导致 U_g 发生变化,但 U_g 的变化并不影响 $U_g > u_0$ 和 $u_p > U_L$ 这两个重要事实。两级能量传递仍然是从高向低传递,谐振能够继续维持,因此该变换器的另一个特性就是对供电电压的波动有很好的适应性。对于阻性负载,由于串联谐振的输出恒流特性,当负载确定时,负载电压便可通过改变平均电流进行调节。对于容性负载,输出电压随着谐振过程的进行可以持续升压。

根据式(8)还可以得出,当变换器工作在降压模式下,即 $U_g > U_L$, u_0 的极性跟充电电压极性相同,同理在升压模式下, u_0 的极性跟充电电压极性相反。

5 仿真验证

由前面的分析可知,本文提出的变换器其升压能力只受限于开关和谐振电容的耐压需求,理论上具备持续升压的能力。为验证变换器的升降压能力以及算法正确性和换流时序的可行性,用 Matlab/Simulink 搭建了 30 kW 的变换器仿真模型。在三相电网供电条件下,额定输出电压 3 kV,负载为纯电阻负载。设计谐振频率为 100 kHz。由于变换器工作在断续模式下,设定开关工作频率在 80 kHz,则对应半个工作周期 12.5 μ s。变换器工作在先充后放的模式下,一个谐振电流脉冲向负载转递的电荷量 $Q=C\Delta U$ 。其中 ΔU 是放电阶段谐振电容电压的变化量,即 $\Delta U = u_p - u_r$ 。由式(1)(4)可得

$$\Delta U = 2 \left(\frac{kU_l}{1+k} + \frac{U_h}{1+k} \right) \quad (9)$$

由式(7)可得 $\Delta U = 2U_g$ 。取最小值 $\Delta U = 930$ V,根据电荷守恒定理有 $C\Delta U = It$,带入相关参数可得谐振电容 $C_r = 0.14$ μ F。由此得到谐振电感 $L_r = 18.1$ μ H。相关仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真模型参数

Table 1 Simulation model parameters

three-phase voltage/V	resonant inductor/ μ H	resonant capacitance/ μ F	filter inductor/ μ H	filter capacitance/ μ F	load resistance/ Ω	output capacitance/ μ F	transformer ratio
380	18.1	0.14	10	10	300	20	1:1

图 9(a)为输出电压波形,由于输出稳压电容的作用,负载电压缓慢上升,在阻性负载的条件下输出电压最终稳定在 3 kV。目前基于 AC-Link 技术的并联谐振、LLC 谐振以及改进后的串联谐振的变换器升压能力有限,电压传输比通常在 2 倍以内,对输出电压的调节范围较窄。结合图 8 中等效激励电压的变化趋势可以得出,本文提出的变换器电压传输比达到了 6 倍,其升压能力得到了显著的提升,表明该变换器在双极性工作模式下具有大范围输出电压工作的能力。图 9(b)为三相输入电流波形,经过半个工频周期,三相输入电流平缓从零开始增大至稳态电

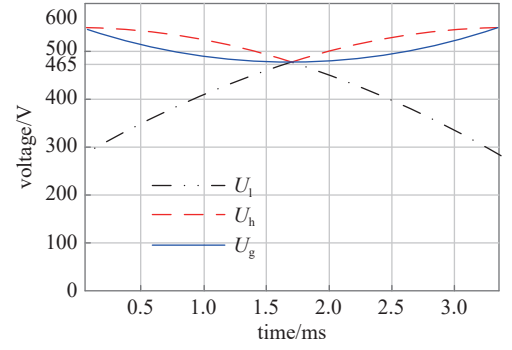


Fig. 8 Low line voltage, high line voltage and equivalent excitation voltage

图 8 低线电压、高线电压和等效激励电压

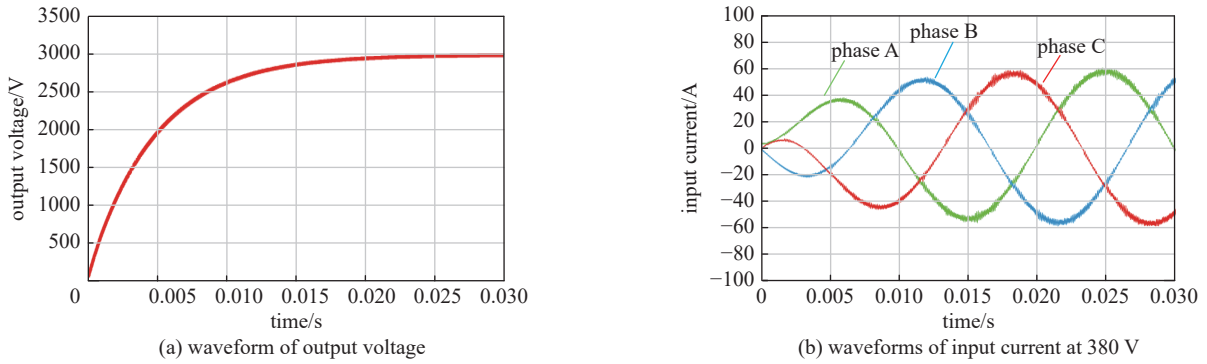


Fig. 9 Three-phase input current and output voltage waveforms

图9 三相输入电流及输出电压波形

流值,单相电流峰值约 60 A。应当指出的是,图 9 只是针对当前仿真条件的结果,并不意味着变换器升压能力只有 6 倍,对于容性负载还可继续升压。

图 10 为输入侧的功率因数波形,变换器进入稳态时,功率因数接近于 1,表明该变换器具有较高的输入功率因数。图 11 为变换器工作过程中谐振电路的工作波形。由于在充电和放电之间引入了辅助换流的过程使得电感电流连续,消除了 LC 端口电压尖峰,保护了开关安全。从仿真波形可以看到,在当前时刻输出电压 U_L 超过了 1 kV,变换器工作在升压模式, u_0 的极性和充电电压极性相反。充电过程结束时刻,谐振电容电压 u_p 高于输出电压的值,与理论分析完全一致,再次验证了换流时序和控制算法的有效性和正确性。

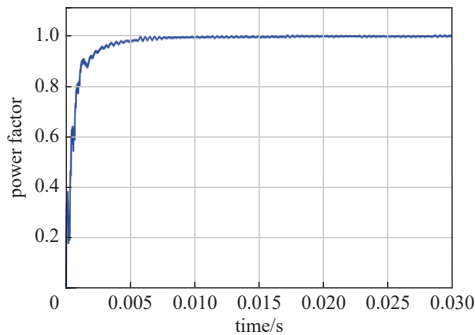


Fig. 10 Input power factor

图 10 输入端功率因数

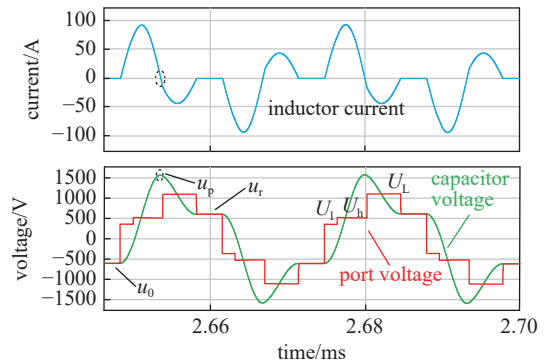


Fig. 11 Waveforms of resonant circuit

图 11 谐振电路波形

6 结论

本文在 AC-Link™ 技术基础上对拓扑结构和工作模式进行了改进。将双极性工作模式与 AC-Link™ 的能量传递方式相结合,增强了变换器对三相电网波动的适应性,使其具备了高输入功率因数和大范围输出电压调节的能力。从能量流动的角度分析了本文提出的变换器能够持续升压的原理,定量分析了充电起始时刻和充电结束时刻的谐振电容电压,得出“充电起始时刻电容电压等于输入电压与输出电压之差;充电结束时刻电容电压等于输入电压与输出电压之和”两个重要结论,进而得出该变换器在理想条件下升压能力不受限制的结论。在充电和放电过程之间引入了辅助换流,消除了 LC 端口的尖峰电压,保证了开关的安全换流。利用 Matlab/Simulink 搭建了 30 kW 仿真平台,验证了在双极性工作模式下变换器具有高输入功率因数、大范围输出电压调节的能力以及换流时序的可行性和控制算法正确性。

参考文献:

- [1] Amirabadi M, Baek J, Toliyat H A, et al. Soft-switching AC-link three-phase AC-AC buck-boost converter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(1): 3-14.
- [2] Amirabadi M, Baek J, Toliyat H A. Sparse AC-link buck-boost inverter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(8): 3942-3953.
- [3] Mozaffari Niapour S A K, Amirabadi M. Extremely sparse parallel AC-link universal power converters[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2016, 52(3): 2456-2466.
- [4] 李伟. 高效高功率密度电源技术的研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2016. (Li Wei. Research on high-efficiency and high-power-density power supply

- technology[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2016)
- [5] 张家瑜, 张政权. 基于交流链接技术的LLC谐振变换器的研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2022. (Zhang Jiayu, Zhang Zhengquan. Research on LLC resonant converter based on AC link technology[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2022)
- [6] 苟瑞. 基于LLC谐振全桥的充电机设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2017. (Gou Rui. The design of charger based on LLC resonant full-bridge converter[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2017.)
- [7] 周嘉轩. 宽增益LLC谐振变换器的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2020. (Zhou Jiakuan. Research on wide gain LLC resonant converter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2020.)
- [8] 武靖昊. 基于AC-link串联谐振的Buck-Boost变换器的研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2018. (Wu Jinghao. Research on the Buck-Boost converter based on AC-link series resonance[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2018)
- [9] 罗集睿, 王庆峰, 张政权, 等. 基于AC-link串联谐振的Buck-Boost变换器控制算法[J]. [强激光与粒子束](#), 2019, 31: 025001. (Luo Jirui, Wang Qingfeng, Zhang Zhengquan, et al. Control algorithm of Buck-Boost converter based on AC-link series resonant[J]. [High Power Laser and Particle Beams](#), 2019, 31: 025001)
- [10] Limpaecher R, Rodriguez R, O'Loughlin J. Harmonic free new inverter topology for high voltage, high power applications[C]//Conference Record of the 2000 Twenty-fourth International Power Modulator Symposium. 2000: 101-106.
- [11] Limpaecher R. Novel converters for electric ship propulsion system and shipboard power distribution[C]//Conference Record of the 2000 Twenty-fourth International Power Modulator Symposium. 2000: 89-96.
- [12] 张政权. 新型能量变换与控制技术在高功率微波系统中的应用研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2012. (Zhang Zhengquan. Investigations of novel power conversion and control method in high power microwave systems[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2012)
- [13] 朱桂清. 基于并联谐振的高压直流电源研究[D]. 北京: 北方工业大学, 2022. (Zhu Guiqing. High voltage DC power supply based on parallel resonant[D]. Beijing: North China University of Technology, 2022)