



变母线电压的 LLC 高压电容充电电源设计*

曾宇轩, 菲华·帕兰斯, 于克训, 谢贤飞

(华中科技大学 电气与电子工程学院, 武汉 430074)

摘要: 提出了一种两级式可变母线电压的高压电容充电电源技术方案, 该拓扑在半桥 LLC 谐振电路的基础上增加了一级图腾柱无桥功率因数校正 (PFC) 电路, 通过改变母线电压来解决传统 LLC 谐振电源在输出更高电压时, 工作频率变化范围过大带来的充电效率下滑的问题。由于图腾柱电路本身具备功率因数校正的功能, 该电源设计还拥有能够直接从电网取电而不影响电网电能质量的优势。首先介绍了本电源设计中两部分的电路拓扑和工作原理, 采用等效电阻法分析了电容负载下的电源输出特性。针对前级图腾柱电路设计了双环控制器以实现母线电压和功率因数的控制, 针对后级 LLC 电路提出了比例积分 (PI) 加低通滤波的恒流控制器以降低高频噪声带来的不利影响。最后通过模型构建与仿真分析, 研究了高压电容充电电源 3000 V/1 A 时的充电特性, 验证了本电源技术方案、设计和控制策略的可行性。

关键词: 图腾柱无桥功率因数校正; 变母线电压; LLC 谐振变换器; 双闭环控制; 恒流控制; 高压电容充电
中图分类号: TM910.6 **文献标志码:** A **doi:** 10.11884/HPLPB202436.230151

LLC high voltage capacitor charging power supply design with variable bus voltage

Zeng Yuxuan, Patrick J Palanas, Yu Kexun, Xie Xianfei

(School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: This paper proposes a two-stage variable bus voltage high-voltage capacitor charging power supply technical scheme which adds a one-stage totem-pole bridgeless power factor correction (PFC) circuit on the basis of the half-bridge LLC resonant circuit, and solves the problem of the decline in charging efficiency caused by the excessive operating frequency variation range of the traditional LLC resonant power supply when the output voltage is higher. Since the totem-pole circuit itself has the function of power factor correction, the power supply design also has the advantage of being able to draw power directly from the grid without affecting the power quality of the grid. This paper first introduces the circuit topology and working principle of the two parts of this power supply design, and analyzes the output characteristics of the power supply under capacitive load by the equivalent resistance method. For the pre-stage totem-pole circuit, a double-loop controller is designed to realize the control of bus voltage and power factors, and a constant current controller with proportional-integral (PI) plus low-pass filtering control is proposed for the post-stage LLC circuit to reduce the adverse effects of high-frequency noise. Finally, through model construction and simulation analysis, the charging characteristics of high-voltage capacitor charging power supply at 3000V/1 A are studied, and the feasibility of the technical scheme, design and control strategy of the power supply is verified.

Key words: totem-pole bridgeless power factor correction, variable bus voltage, LLC resonant converter, dual closed-loop control, constant current control, high voltage capacitor charging

近年来, 对于高频谐振型的脉冲电容充电电源的研究渐热, 其中 LLC 拓扑的谐振变换器能在高频下实现零电压开关 (ZVS) 工作, 还具有高功率密度化、易于恒流控制和参数调整灵活等特点, 使得其在高压电容充电电源领域得到广泛运用^[1-5]。LLC 谐振变换器能够在宽输出范围下对电容负载充电, 在恒流充电时, 随着输出电压的升

* 收稿日期: 2023-05-29; 修订日期: 2023-09-20

基金项目: 国家自然科学基金项目 (52007072、51821005)

联系方式: 曾宇轩, zyx_yuxuan@foxmail.com。

通信作者: 谢贤飞, xf88xxf@foxmail.com。

高,工作频率会从高到低变化,但在谐振频率以下的工作区间,变换器的效率和稳定性都会开始下降。首先,LLC变换器不再满足ZVS软开关特性,原边侧也会存在较大的循环电流带来严重的环流损耗和导通损耗^[6-8];其次,低频下的开关噪声不易滤除,这会带来输出电流振荡失控的问题,所以往往LLC的工作频率范围都设定在谐振频率以上。但是当变换器仍需要追求更高的输出电压时,就只能采取增大输入电压或是增大变压器变比的方式来提高输出。然而增大输入电压虽然能够提高输出,但为了满足恒流充电,LLC谐振变换器的起始工作频率也会上升,过高的起始工作频率会增大电路中变压器的磁芯损耗和开关管的开关损耗,过宽的工作频率范围也会增大磁性器件的设计复杂性。对于增加变压器变比的方式,这会使得折算到原边的寄生电容值随绕组匝比变化,严重时会影响LLC频率增益特性。综上,这两种方法都无法在提高输出电压的同时还很好地保持LLC的良好特性。此外,LLC谐振变换器本质上作为一种DC/DC变换器无法直接从电网上取电^[9],这使得其需要一个直流电源给其供电,降低了自身的适用性。

针对以上问题,本文提出一种基于图腾柱无桥功率因数校正(PFC)和LLC拓扑的两级式变母线电压控制的高压电容充电电源电路拓扑及其控制策略。图腾柱无桥PFC电路作为新型Boost PFC电路拓扑因其元件利用率高,导通损耗小而得到广泛关注^[10-12]。但由于当采用普通的硅MOSFET作为主开关管时,其严重的反向恢复问题使图腾柱电路存在较大的关断损耗,因此尽管图腾柱无桥PFC结构的提出已有二十多年历史,直到新型SiC、GaN器件的出现才重新引起了人们的重视^[13-14]。在两级式电路拓扑方面,前一级采用图腾柱无桥PFC电路将电网电压转化成可控大小的母线电压,后一级采用半桥LLC拓扑将母线电压升压转化为高压直流输出。在控制策略方面,将充电过程分为两段,第一段中母线电压采用恒压控制,后级LLC的工作频率采用变频控制,当LLC的工作频率下降到谐振频率附近时,将LLC改为定频控制,使其保持高转换效率,同时将前一级改为变母线电压控制,增大母线电压来进一步提高输出电压,从而实现了高压电容充电电源能在提供更高输出电压的情况下维持高效率的转换。

1 工作原理分析

传统的整流加LLC谐振电路常采用全桥网络对交流输入进行整流,从而得到LLC电路所需要的直流输入电压。但是无控整流的方式无法控制母线电压,并且不具备功率因数校正的能力,当将其接入电网中,会给电网带来无功污染。针对传统全桥整流电路上述的缺点,本文提出如图1所示的两级式变母线电压控制的LLC高压电容充电电源拓扑结构,其中左侧虚线框内为前级电路,采用的是图腾柱无桥PFC电路来替代全桥无控整流电路。前级的输入为220 V/50 Hz的电网电压,电感 L_1 为升压电感,开关管 S_1 和 S_2 为GaN材料的MOS管, S_3 和 S_4 为普通的MOS管,电容 C_1 为母线电容。前级电路对电网电压整流升压后得到可控的母线电压,同时校正功率因数。右侧虚线框内为后级的半桥LLC谐振电路,开关管 S_5 和 S_6 构成逆变半桥,电容 C_r 为谐振电容,电感 L_r 为谐振电感,电感 L_m 为励磁电感,副边为整流电路。母线电压作为后级电路的直流输入经过谐振、升压和整流后,给负载电容 C_o 充电。下文将分别分析两级部分各自的工作原理。

1.1 图腾柱无桥PFC

在图腾柱无桥PFC电路中,开关管 S_3 和 S_4 为工频开关管,随着电网的频率如导通关断。以电网在正半周期时为例,当 U_m 为正时,图1中的开关管 S_4 导通,开关管 S_3 关断,电路图便可等效为图2所示,这是个典型的Boost电路。当开关管 S_2 导通时,电感 L_1 两端电压为电网电压,电网给电感充电;当开关管 S_2 关断时,电流经开关管 S_1 的体二极管续流,开关管 S_1 反向导通,这时电感和电网一起给母线电容 C_1 充电。由于电路的对称性,在负半周期时,图1中的开关管 S_3 导通,开关管 S_4 关断,此时开关管 S_2 的体二极管负责续流,开关管 S_1 承当主功率管。因

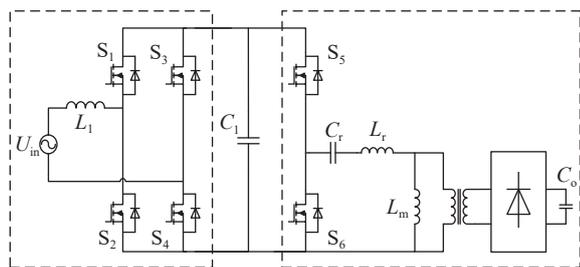


Fig. 1 Two-stage high-voltage capacitor charging power supply topology

图1 两级式高压电容充电电源拓扑结构

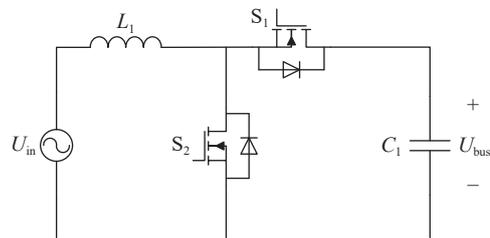


Fig. 2 Totem-pole bridgeless PFC equivalent circuit (positive half-cycle)

图2 图腾柱无桥PFC等效电路(正半周期)

此开关管 S_1 和 S_2 在这里均需采用具有优良开关特性的新型 GaN 的 MOS 管。

图腾柱无桥 PFC 电路的本质是将两个 Boost 电路结合在一起, 对比传统的全桥整流电路, 它做到了功率因数校正和对输出电压的控制。相较于传统的 Boost PFC 电路, 图腾柱电路利用了无桥网络对开关管的复用, 使用了更少数量的开关器件, 降低了导通损耗。

1.2 半桥 LLC 谐振电路

在高压电容充电电源中, 后级 LLC 电路是对电容负载进行充电, 所以需要分析在电容负载下 LLC 的输出特性。采用基波近似法对 LLC 电路进行分析, 得到的稳态等效电路如图 3 所示, 其中 C_{eq} 为折算到原边的等效负载电容。

根据等效电路, 可以得到系统的谐振频率和稳态增益表达式^[15]

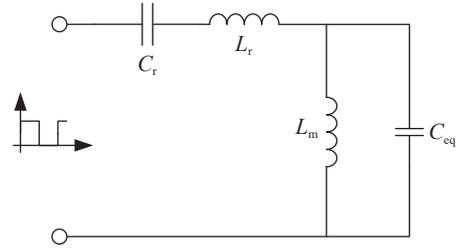


Fig. 3 LLC equivalent circuit

图 3 LLC 等效电路

$$\begin{cases} f_r = (2\pi\sqrt{L_r C_r})^{-1} \\ f_m = (2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r})^{-1} \\ M = \frac{U_o/N}{U_{in}/2} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{L_n} - \frac{1}{L_n f_n^2}\right)^2 + \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2} Q^2} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $L_n = \frac{L_m}{L_r}$; $f_n = \frac{f_s}{f_r}$; $Q = \frac{n^2 \pi^2 2\pi f_r L_r}{8 R_{eq}}$ 。

在稳态分析中, 当 LLC 充电达到稳态时, 变压器副边两端的电压恒定为输出电压, 而当负载电容两端的电压不变时, 电容支路近似为开路状态, 所以可认为等效负载电阻 R_{eq} 趋近于无穷大, Q 趋近于 0, 将其代入到式(1)中, 得到的便是电容负载下的 LLC 稳态增益表达式, 即

$$M = \frac{L_n f_n^2}{L_n f_n^2 + f_n^2 - 1} \quad (2)$$

从式(2)可以看出, 纯电容负载的 LLC 电路的稳态增益曲线只与两个参数有关: 频率比和电感比。图 4 是根据关系式画出的不同电感比下的稳态频率增益曲线图, 可以看到不同电感比下, 稳态增益曲线的频率响应特性不同。

然而事实上在对电容充电的过程中, 输出电压持续上升, 输出电流也并不是等效开路状态下的零电流, 所以稳态增益曲线并不能很好地体现电容充电过程中的频率增益特性。

为了能分析电容充电过程的瞬态特性, 提出一种等效电阻的方法来模拟充电过程的负载电容, 即将电容视为一个时刻变化的电阻, 阻值为每一时刻的输出电压与电流之比, 于是可以将电容充电的暂态过程转化成一个个不同电阻阻值对应的稳态过程的连续转换, 等效电阻可以表示为 $R_{eq} = U_o/I_o$, 在恒流给电容充电过程中, I_o 不变, 所以等效 R_{eq} 随着输出电压 U_o 线性上升。将等效电阻代入到式(1)的 M 中得到如下方程

$$(2NM)^2 \left[\left(1 + \frac{1}{L_n} - \frac{1}{L_n f_n^2}\right)^2 + \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2 \left(\frac{\pi^3 f_r L_r I_o}{4N^2 U_o}\right)^2 \right] = 1 \quad (3)$$

解上述方程可以得到电容恒流充电过程中的电路增益与工作频率之间的关系, 图 5 中的曲线 A 和曲线 C 便是根据关系式画出的输入电压分别是 400 V 和 750 V 下的电容负载恒流充电过程的增益频率曲线, 可以看到曲线 C 能够比曲线 A 输出更高的电压, 但带来的问题是曲线 C 的初始频率更高了, 频率调控范围也因此变得更宽, 这对磁性器件的设计和效率的提高都是不利的。为此, 本设计的电源方案在曲线 A 的末端增加了一段曲线 B 的充电过程: 当开关频率下降到谐振频率时, 维持频率不变, 此时靠增大母线电压来继续提高输出。相较于全程高输入电压的曲线 C, 本设计能做到在低起始频率、窄频率调控范围、高输出电压的目标下完成充电。

2 控制器设计

前文中已经对电路原理进行了分析, 为了实现高压恒流的充电目的, 在该电路拓扑中需要对六个开关管进行分别控制。图 6 是图腾柱无桥 PFC 电路中的 S_1 至 S_4 四个开关管的控制系统框图, 采用的是电压外环加电流内环的双环控制结构, 外环是用母线电压 U_{bus} 与参考电压 U_{ref} 作比较来控制输出电压, 电压比较信号进入 PI 控制器后

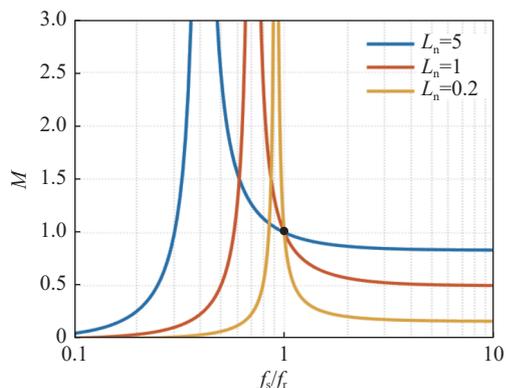


Fig. 4 Steady-state gain curve under capacitive load

图 4 电容负载下的稳态增益曲线

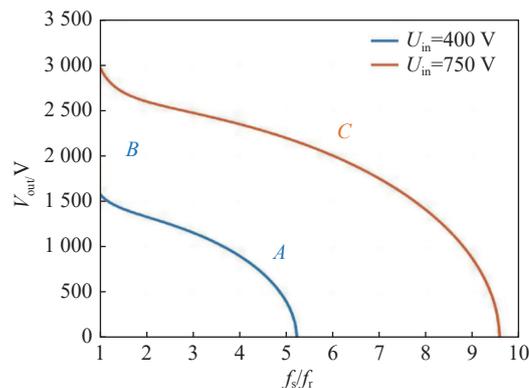


Fig. 5 Voltage-frequency curve of constant current charging process

图 5 恒流充电过程的电压频率曲线

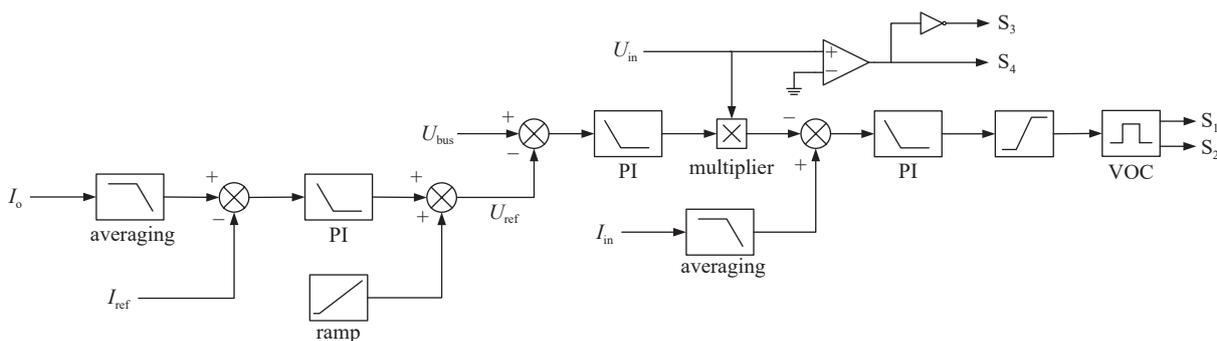


Fig. 6 System control block diagram of a totem-pole bridgeless circuit

图 6 图腾柱无桥电路的系统控制框图

再与输入电压信号相乘, 得到电流内环的参考信号, 电流内环的作用是控制输入电流能够与输入电压相位相同, 提高功率因数。之后电流内环的比较信号再进入一个 PI 控制器, 出来的就是开关管 S_1 和 S_2 的开关频率, 对开关频率做一个上下限的限制之后, 压控振荡器 (VOC) 再将其转换成相应的方波驱动信号来驱动开关管 S_1 和 S_2 。开关管 S_3 和 S_4 是工频开关管, 当电网电压 U_{in} 为正时只开通 S_4 , 为负时只开通 S_3 。

对于参考电压 U_{ref} , 在充电的两个阶段的表现形式也不同。变频充电时, 将 U_{ref} 给定为一个常数, 前级电路只需要将母线电压维持在给定的电压值附近; 定频充电时, 恒定的母线电压无法继续做到提供 LLC 电路的恒流输出, 这时便需要增加一个电流外环来增大母线电压以稳定输出电流, I_o 是后级 LLC 电路的输出电流, 对 I_o 取平均值后与参考电流信号进行比较, 然后把比较信号输入给 PI 控制器, 之后 PI 控制器的输出再叠加一个斜坡信号便得到定频充电时的母线参考电压信号 U_{ref} 。

后级 LLC 侧采用的是 PI+LPF 的控制方式, 一般情况下只需要用到 PI 控制器的 K_i 参数便可很好地实现对 LLC 的恒流控制, 在图 5 中我们已经分析出了 LLC 在纯电容负载下的电压频率波形, 在充电过程中需要将开关频率控制在瞬时输出电压对应的频率附近, 才能够实现电容负载下的恒流充电, 所以 K_i 的取值会直接影响到系统的恒流控制效果。但是当电路工作到谐振频率附近时, 系统中的高频噪声会在 PI 的作用下使系统振荡失调。为了抑制这种现象, 在 PI 的后面加上一阶低通滤波器来滤除高频噪声, 减少干扰。图 7 是 LLC 电路部分的控制系统框图, LUT 是增加的一个查表前馈, 表中的值是根据等效电阻模型关系式 (3) 计算得到的, 限幅模块限制开关频率的下限, 使开关频率在达到谐振频率时不再下降, 电压比较器根据基准电压决定何时停止充电。

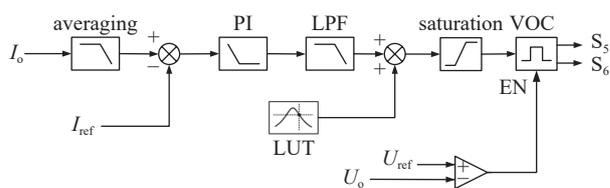


Fig. 7 System control block diagram of LLC circuit

图 7 LLC 电路的系统控制框图

3 仿真结果分析

为了验证上文提出的拓扑电路和充电策略的可行性, 基于上述研究, 在 MATLAB 中搭建两级式高压电容充电电源模型, 开展电路仿真分析, 评估本电源设计的充电性能。电路参数设置如表 1 所示。

表 1 仿真电路参数

Table 1 Simulation circuit parameters

input voltage U_{in}/V	output voltage U_o/V	output current I_o/A	boost inductor $L_1/\mu H$	busbar voltage U_{bus}/V	resonant inductor $L_r/\mu H$	magnetizing inductor $L_m/\mu H$	resonant capacitor $C_r/\mu F$	transformer ratio N	load capacitor $C_o/\mu F$
AC220	DC3000	1	100	400	16	40	1	1:8	500

图 8 为恒流 ($I_o=1\text{ A}$) 的充电特性仿真结果, 输出电压在 1.512 s 内线性升高至 3000 V, 与电容负载的理论充电时间的 $t=C_o U_o/I_o=1.5\text{ s}$ 非常吻合, 并且电压具有稳定的线性上升趋势。开关频率的变化也与前文设计中的一致, 前期频率由高到低下降, 当快要降低到谐振频率附近时, 保持在 45 kHz 左右不变, 然后依旧能恒流输出。电流波形中刚开始的电流比较大, 这是因为在准备充电时, 控制器读取输出电流为零而产生的超调现象, 此时频率也因反应过快产生了一个下跌, 但是之后很快电流就稳定了下来, 频率也恢复正常变化。输出电流在由变频充电转向定频充电后, 虽然瞬时电流的波动有所增加, 但电流的幅值并没有增大许多, 并且之后仍是稳定的趋势, 此外输出电流的平均值全程稳定在给定量 1 A 左右, 说明两级式电源的输出是能够满足恒流输出要求的。

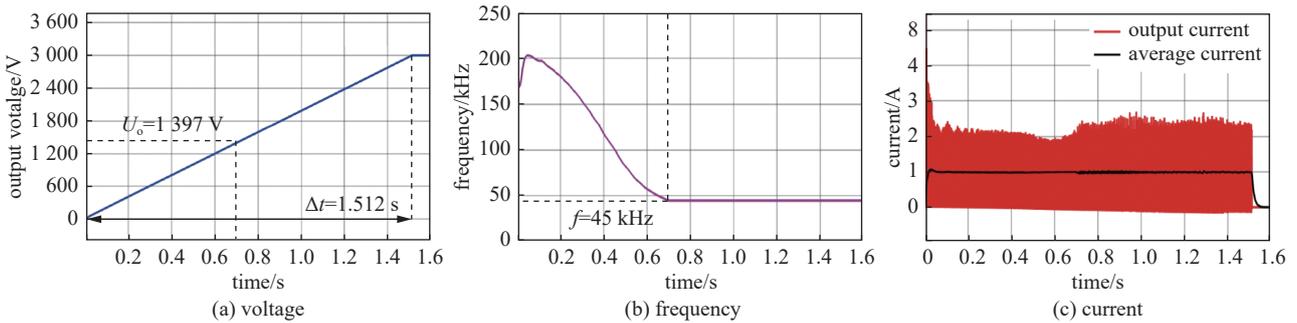


Fig. 8 Simulated output waveforms

图 8 仿真输出波形

图 9 是母线电容两端的电压波形, 变频充电时 U_{bus} 尽量维持在 400 V 左右, 当充电电源位于变频与定频交际之处时, 母线电压为 390 V, 由图 8 可以读取到此时输出电压为 1397 V, 经计算得到后级 LLC 的增益比为 $M=1397/390=3.58$, 这小于谐振点时的理论增益 $M=N/2=4$ 。原因主要有两点: 一是线路中存在线路阻抗, 开关管存在导通阻抗等, 各种各样的阻抗会带来电压损失; 其次定频充电时固定的频率为 45 kHz, 而根据 LLC 电路参数计算得到的谐振频率为 40 kHz, 即仿真中定频充电的工作频率是略大于谐振频率的, 这是为了避免上文控制中提到的高频噪声在谐振点对系统带来的干扰, 这虽然稍微降低了电路的增益, 但增强了系统的稳定性。此外定频充电时的母线电压也正如分析一样线性上升, 保持了同一频率点时的电压变比关系。

此外, 根据图 8 仿真得到的电压和频率波形, 可以看到起始频率在 5 倍谐振频率附近, 当频率下降到谐振频率

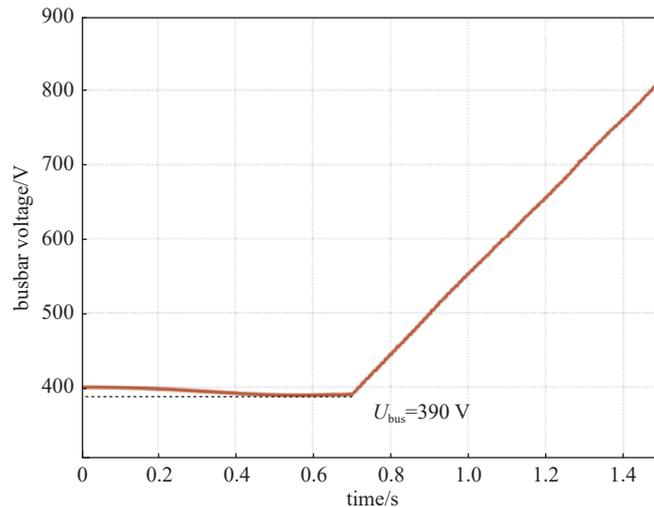


Fig. 9 Busbar voltage change curve

图 9 母线电压变化曲线

附近后,电源继续定频给电容充电到了 3000 V。变频与定频两部分的电压和频率变化曲线与图 5 中理论分析的曲线 AB 非常吻合,说明了该方案与理论分析一致,可以实现在窄频率变化范围下输出更高的电压。

除了满足了输出的需求,本设计的电源也提高了输入的功率因数。图 10 分别截取了变频、定频和由变频转向定频时的输入电压电流波形,可以看到电压电流都是同相位状态。对整个充电期间的功率因数进行记录,得到如图 11 所示的功率因数波形,在变频充电期间,功率因数稳定在 1.0 附近;当切换为定频充电时,功率因数发生细微抖动,其中最低点下降到了 0.967,但仍然满足接入电网的用电设备功率因数大于 0.9 的要求,而且定频充电一段时间之后,功率因数逐渐回升至 1.0 并趋于稳定。

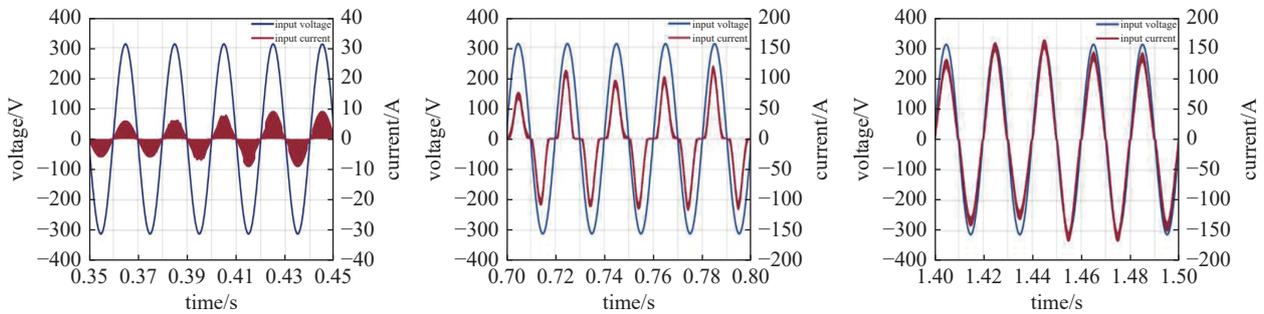


Fig. 10 Input voltage and current waveforms at frequency conversion, fixed frequency and junction

图 10 变频、定频和交界之处时的输入电压电流波形

4 结论

本文研究了变母线电压的 LLC 高压电容充电电源,在传统的 LLC 谐振变换器的基础上增加一级图腾柱无桥 PFC 电路,通过增加前级电路对母线电压进行控制,实现了高压电容充电电源在提高了输出电压的同时,保证合适的频率变化范围,提高了转换效率。通过仿真验证了以下结论:该电源设计能够提供所需要的母线电压以保持电源工作在谐振频率附近,并恒流输出更高的电压;实现电源能够直接从电网交流到高压直流的变换;双环控制确保了在控制母线电压的同时保持输入电压和电流的同相位,提高了功率因数。基于以上优势,本设计的电源方案在电磁发射、脉冲储能等高压领域有着良好的应用前景。

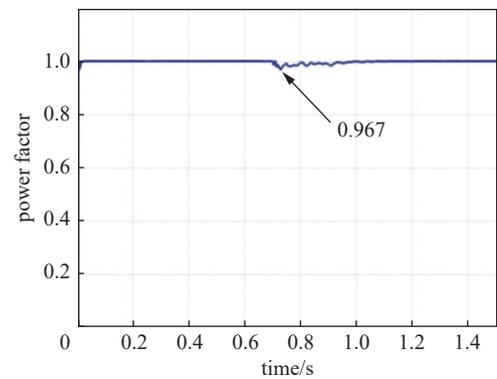


Fig. 11 Power factor change curve

图 11 功率因数变化曲线

参考文献:

- [1] 冯传均,何洪,戴文峰,等. 串联谐振高压电容充电电源设计及分析[J]. 强激光与粒子束, 2019, 31: 055002. (Feng Chuanjun, He Yang, Dai Wenfeng, et al. Design and analysis of series resonant high voltage capacitor charging power supply[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2019, 31: 055002)
- [2] Wang Yuchen, Yang Yahong, Wang Lei, et al. Optimal design of high-efficiency series resonant capacitor charging power supply[C]//2022 IEEE 6th Information Technology and Mechatronics Engineering Conference (ITOEC). 2022: 7-10.
- [3] 钱黎涛,王德玉,于建萍,等. 基于 LCC-LC 谐振变换器的高压储能电源研究[J]. 强激光与粒子束, 2020, 32: 075004. (Qian Litao, Wang Deyu, Yu Jianping, et al. Research on high voltage energy storage power supply of pulse plasma thruster based on LCC-LC resonant converter[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2020, 32: 075004)
- [4] 曹沛,徐向宇,马英麒. 基于 LC 全桥串联谐振的脉冲功率电源设计[J]. 电力电子技术, 2017, 51(5): 68-70,74. (Cao Pei, Xu Xiangyu, Ma Yingqi. Design of pulsed power supply based on LC full-bridge series resonant converter[J]. *Power Electronics*, 2017, 51(5): 68-70,74)
- [5] 黄毛毛,李瑞,李德明,等. LLC 谐振恒流恒压高压充电电源技术研究[J]. 原子能科学技术, 2019, 53(9): 1588-1594. (Huang Maomao, Li Rui, Li Deming, et al. Research on LLC resonant constant current constant voltage high voltage charging power supply technology[J]. *Atomic Energy Science and Technology*, 2019, 53(9): 1588-1594)
- [6] 刘松林,潘健,陈庆东,等. 宽输出 LLC 谐振变换器的定频 PWM 控制策略[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 26-34. (Liu Songlin, Pan Jian, Chen Qingdong, et al. Fixed-frequency PWM control strategy of LLC resonant converter for wide output range[J]. *Journal of Power Supply*, 2023, 21(1): 26-34)
- [7] 张政权,刘庆想,向欣,等. 高频整流谐振变换电源[J]. 强激光与粒子束, 2010, 22(4): 721-724. (Zhang Zhengquan, Liu Qingxiang, Xiang Xin, et al. High-frequency rectifying commutated converter[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2010, 22(4): 721-724)

- [8] 钱城晖, 钱挺. 辅助半桥调节的定频 LLC 谐振功率变换器[J]. 电工技术学报, 2019, 34(7): 1459-1467. (Qian Chenghui, Qian Ting. A fixed-frequency LLC resonant converter adjusted by auxiliary half-bridge[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(7): 1459-1467)
- [9] 经雯荔, 管乐诗, 王懿杰, 等. 高频 AC/DC 变换器优化控制策略研究[J]. 电源学报, 2020, 18(5): 60-71. (Jing Wenli, Guan Yueshi, Wang Yijie, et al. Research on optimal control strategy for high-frequency AC/DC converter[J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(5): 60-71)
- [10] Su Bin, Lu Zhengyu. An interleaved totem-pole boost bridgeless rectifier with reduced reverse-recovery problems for power factor correction[J]. [IEEE Transactions on Power Electronics](#), 2010, 25(6): 1406-1415.
- [11] Su Bin, Zhang Junming, Lu Zhengyu. Totem-pole boost bridgeless PFC rectifier with simple zero-current detection and full-range ZVS operating at the boundary of DCM/CCM[J]. [IEEE Transactions on Power Electronics](#), 2011, 26(2): 427-435.
- [12] Huang Long, Yao Wenxi, Lu Zhengyu. Interleaved totem-pole bridgeless PFC rectifier with ZVS and low input current ripple[C]//2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2015: 166-171.
- [13] 章治国, 李世锋, 李鑫, 等. 一种可工作于 CCM 模式的高效图腾柱无桥 PFC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(5): 1957-1967. (Zhang Zhiguo, Li Shifeng, Li Xin, et al. A high efficiency totem-pole bridgeless PFC converter in CCM mode[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(5): 1957-1967)
- [14] 孙战, 王懿杰. 基于图腾柱无桥 PFC 的软开关控制变换研究[J]. 电力工程技术, 2022, 41(1): 70-76. (Sun Zhan, Wang Yijie. Soft switch control transformation based on totem pole bridgeless PFC[J]. Jiangsu Electrical Engineering, 2022, 41(1): 70-76)
- [15] 陈申, 吕征宇, 姚玮. LLC 谐振型软开关直流变压器的研究与实现[J]. 电工技术学报, 2012, 27(10): 163-169. (Chen Shen, Lv Zhengyu, Yao Wei. Research and verification on LLC resonant soft switching DC-DC transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(10): 163-169)