

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2210568

基于交流链接技术的 LLC 谐振变换器及控制算法

张家瑜 张政权 刘庆想 王廷轩

(西南交通大学物理科学与技术学院 成都 610000)

摘要: 针对传统 LLC 谐振电路在电能转换过程中,仍需要先将交流电转换为直流电,再进行直流转换的问题,本文提出一种基于交流链接技术的 LLC 谐振变换器的拓扑结构及相应的控制方法。该拓扑结构通过变频的控制策略可以实现将三相交流电转换为直流电,且输入电流具有较高的功率因数和较低的谐波电流,输出电压具有较好的调节能力。之后建立了 Matlab/Simulink 仿真模型,对输入为 380 V 三相交流电、输出为 500 V 的 1 kW 的变换器进行了验证,仿真结果表明该拓扑结构功率因数可以达到 0.99,输入电流总谐波为 2.31%,输出电压误差小于 1%。最后搭建实验样机进行测试,实验结果证明了拓扑结构及控制算法的可行性。

关键词: 交流链接;LLC 谐振;变频控制;基波等效分析法;状态平面分析法

中图分类号: TN86 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1099

LLC resonant converter and control algorithm based on AC link technology

Zhang Jiayu Zhang Zhengquan Liu Qingxiang Wang Tingxuan

(School of Physical Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610000, China)

Abstract: To address the problem that the traditional LLC resonant circuit still needs to convert AC to DC before DC conversion in the process of power conversion, this paper proposes a type of topology of LLC resonant converter based on AC-Link technology with corresponding control method. The topology can convert three-phase AC power to DC power by the control strategy of frequency conversion, and the input current has high power factor and low harmonic current, while the output voltage has excellent regulation ability. Finally, a Matlab/Simulink simulation model is established and a 1 kW experimental prototype with 380 V three-phase AC input and 500 V output is built for verification. The results show that the power factor of this topology can reach 0.99, the total harmonics distortion of the input current is 2.31%, and the output voltage error is less than 1%. Finally, the experimental prototype is constructed to test, and the experimental results prove the feasibility of the topology and control algorithm.

Keywords: AC-link; LLC resonant; frequency conversion; first harmonic approximation; state-trajectory control

0 引言

随着能源、环保问题的日益凸显,电源技术得到全球范围的重视,电子设备需要更加高效可靠的电源,开关电源由于具有较高的功率密度,在以电力电子技术为基础的电源产品中占据了核心地位,并呈现高频化、数字化、模块化的发展趋势。其中谐振变换器作为软开关技术的主要手段,利用谐振原理控制开关管在零电压(zero voltage switch, ZVS)或零电流(zero current switch, ZCS)条件下切换,有效的降低了功率器件的开关损耗,提高了开关电源的工作频率,得到了越来越广泛的应用^[1]。LLC 谐振变换器由于具有在全负载范围内实现开关的 ZVS 和整流二极管的 ZCS 的特点^[2],逐渐成为了学者研究的热点。文献[3-6]分

析了 LLC 谐振变换器控制原理,对基波等效分析法、扩展函数分析法和状态平面分析法进行了介绍。

目前 LLC 谐振变换器主要用于电能的 DC-DC 变换,因此电网输入的电能还存在 AC-DC 部分。AC-DC 变换器通常采用桥式整流电路,但是这种电路转换效率低下,电流中的高次谐波对电网环境造成污染。同时电能的转换过程需要体积巨大的电解电容作为直流储能环节,降低了电源的功率密度。无需中间储能的 AC-Link 技术很好的解决了这个问题,并且可以达到很高的功率因数。文献[7]对基于 AC-Link 技术的串联谐振变换器进行了研究,验证了基于 AC-Link 技术的可行性;文献[8]针对基于 AC-Link 技术的并联谐振变换器进行了研究;文献[9]提出了一种基于 AC-Link 串联谐振的 Buck-Boost 变换器控制算法,对

收稿日期:2022-07-04

拓扑结构进行了改进。

基于 AC-Link 技术和 LLC 谐振变换器的优点,本文提出了一种基于 AC-Link 技术的 LLC 谐振变换器的拓扑结构,并结合基波等效分析法和状态平面分析法的原理,提出了一种变频的控制算法,最后通过仿真和实验对拓扑结构及控制算法进行了验证。

1 基于 AC-Link 技术的 LLC 谐振变换器拓扑结构及工作原理

1.1 拓扑结构

基于 AC-Link 技术的 LLC 谐振变换器的拓扑结构如图 1 所示,其中 A、B、C 表示输入三相交流电源;Q₁~Q₁₂ 为 12 个 MOSFET 组成的开关矩阵,每两个开关背靠背相连,实现能量的双向流动^[10];L_r 为谐振电感,C_r 为谐振电容,L_m 为励磁电感,并与高频变压器相连;C_o 为输出电容,R 为负载阻抗。

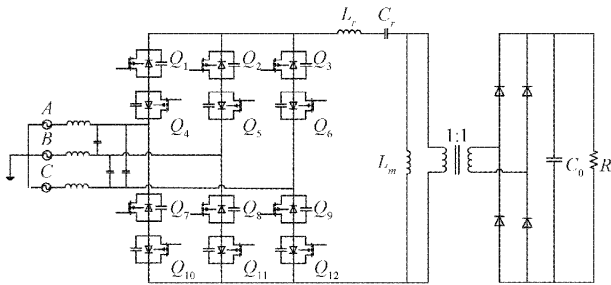


图 1 基于 AC-Link 技术的 LLC 谐振变换器拓扑结构

1.2 工作原理

根据 AC-Link 技术的原理,一个谐振周期内三相交流电源通过开关矩阵的选择,将其中两个线电压差作为激励源,完成对 LLC 谐振电路的充电工作。三相交流电源的一个工频周期可以根据对称性划分为 12 个区间^[11],如图 2 所示以其中的第三区间为例进行说明,此时线电压 V_a>0, V_b≤0, V_c≤0, V_b>V_c,定义线电压差 V_n=|V_a-V_b| 为高线电压,线电压差 V_m=|V_a-V_c| 为低线电压。

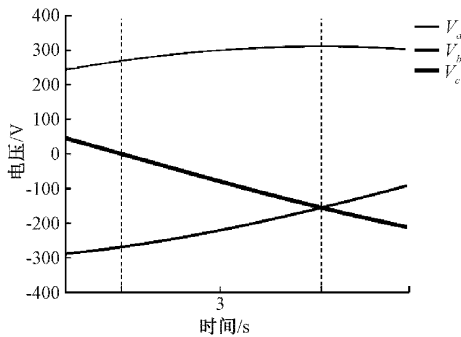


图 2 三相电压

谐振的正半周期内工作过程如图 3~5 所示,首先以高线电压 V_n 为激励源,开关 Q₁、Q₄、Q₈、Q₁₁ 导通,完成反向续流后进行正向充电;然后再关闭开关 Q₈、Q₁₁,打开开关

Q₉、Q₁₂,将低线电压 V_m 作为激励源完成正向充电。谐振的负半周期原理相同,选择相对的一组开关管即可。

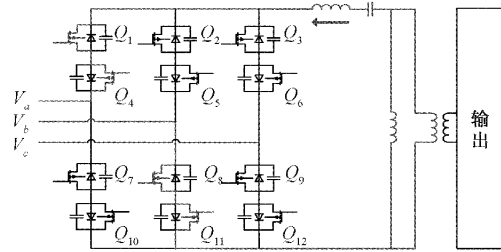


图 3 高线激励时反向续流

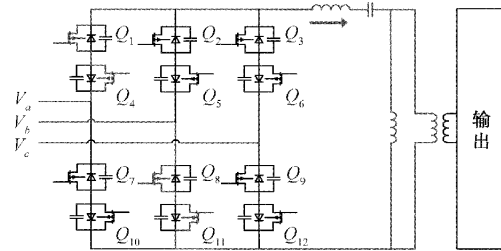


图 4 高线激励时正向充电

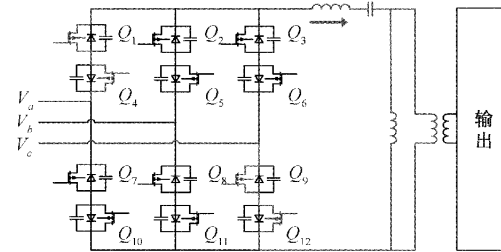


图 5 低线激励时正向充电

同时为了使这种激励方式具有较高的功率因数,可以根据电荷分配的原理对高线电压和低线电压进行配置^[9]。假设半个周期内高线电压激励时传输的电荷量为 q₁,低线电压激励时传输的电荷量为 q₂,各相流入的电荷量之比应该等于各相电压之比的绝对值,即定义:

$$K = \frac{q_2}{q_1} = \left| \frac{V_c}{V_b} \right| \quad (1)$$

在半个周期内高线电压传输的能量和低线电压传输的能量可以等效为一个电压传输的能量,定义这个电压为等效合成电压,即:

$$V_n q_1 + V_m q_2 = V_{in} (q_1 + q_2) \quad (2)$$

结合式(1)和(2)可以推导出等效合成电压的表达式为:

$$V_{in} = \frac{V_n + K V_m}{1 + K} \quad (3)$$

通过式(3)可以将半个周期内的两电平输入视为一个直流电平输入。

2 控制原理

分析式(3)可知,三相输入电压实际是不稳定的,单一

的分析方法并不适用于本文所采用的拓扑结构。因此本文提出了一种结合基波等效分析法和状态平面分析法的控制策略,通过基波等效分析法进行工作周期预测,再由状态平面分析法具体进行计算。

2.1 LLC 谐振变换器的基波等效分析模型及特性

基波等效分析法广泛的应用于谐振变换器的分析和建模中,分析过程中忽略直流输入电压的高次谐波,将电路转化为正弦交流电路进行分析,简化了分析和计算过程。文献[12-13]对 LLC 谐振变换器的全桥和半桥电路进行了对应的分析,本文所用到的拓扑结构的基波分析法等效法模型类似于全桥电路,如图 6 所示。其中 V_{s1} 表示输入电压 V_{in} 进行傅里叶展开后的首项:

$$V_{s1} = \frac{4}{\pi} V_{in} \sin(2\pi f_s t) \quad (4)$$

同理由于 LLC 谐振电路中励磁电感对电压的钳位,可将变压器二次侧电压视为直流电压进行傅里叶展开可得:

$$V_{r1} = \frac{4}{\pi} V_0 \sin(2\pi f_s t - \varphi) \quad (5)$$

变压器二次侧电流为:

$$I_{r1} = I_{R1} \sin(2\pi f_s t - \varphi) \quad (6)$$

积分可得与负载电流的关系为:

$$I_0 = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} |I_{R1} \sin(2\pi f_s t - \varphi)| dt = \frac{2}{\pi} I_{R1} \quad (7)$$

将变压器二次侧的电压与电流等效到变压器一次侧后,可得等效输出电压和等效负载为:

$$V_p = n |V_{r1}| = n \frac{4V_0}{\pi} \quad (8)$$

$$R_{ac} = n^2 \frac{V_{r1}}{I_{r1}} = n^2 \frac{8R}{\pi^2} \quad (9)$$

式(4)~(9)中 f_s 表示开关频率, φ 表示输入输出基波相位差, V_0 表示负载电压, I_0 表示负载电流, I_{R1} 表示变压器二次侧电流, T_s 表示开关周期, n 表示变压器变比, R 表示负载阻抗。

根据基波等效分析法建立的模型,可以推导出 LLC 谐振电路的直流增益为:

$$|G| = \frac{nV_0}{V_{in}} = \left| \frac{\frac{\pi}{4} V_p}{\frac{4}{\pi} V_{s1}} \right| = \frac{\omega L_m // R_{ac}}{\omega C_r + \omega L_r + \omega L_m // R_{ac}} = \frac{hx^2}{\sqrt{[(1+h)x^2 - 1]^2 + [Qhx(x^2 - 1)]^2}} \quad (10)$$

其中, $h = L_m/L_r$, $x = f_s/f_r$, $Q = Z_r/R_{ac} = 2\pi f_s L_r/R_{ac}$ 。

同时输入阻抗为:

$$Z_{in} = \frac{1}{\omega C_r} + \omega L_r + \omega L_m // R_{ac} = Z_0 \left[Q \frac{x^2 h^2}{1 + x^2 h^2 Q^2} + j \left(x - \frac{1}{x} + \frac{xh}{1 + x^2 h^2 Q^2} \right) \right] \quad (11)$$

结合式(10)和(11)分析可知,为使输入阻抗虚部为零可得品质因数与增益的关系为:

$$Q = \sqrt{\frac{1}{hG^2} + \frac{1}{h^2(G^2 - 1)}} \quad (12)$$

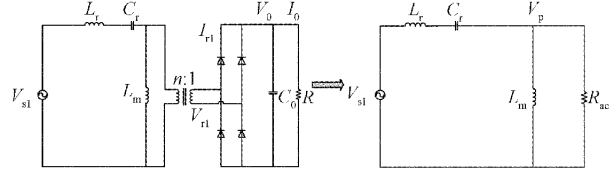


图 6 基波等效分析法模型

励磁电感与谐振电感比值 $h=3$ 时,增益曲线如图 7 所示。当开关频率小于谐振频率大于截止频率时,LLC 谐振变换器工作在升压模式;当开关频率大于谐振频率 LLC 谐振变换器工作在降压模式。

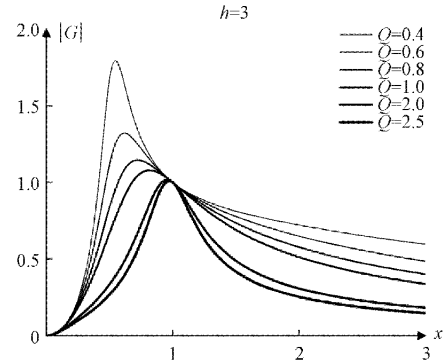


图 7 增益曲线

升压模式电流波形如图 8 所示,假设谐振电感与励磁电感共同谐振的时间为: $T_r/2 \sim T/2$, 此时谐振电流等于励磁电流且大小基本保持不变,因此忽略这部分时间可假设谐振电流与励磁电流为:

$$i_r(t) = \sqrt{2} I_{rms} \sin[\omega_r(t - t_0) - \theta] \quad (13)$$

$$i_m(t) = \frac{nV_0}{L_m}(t - t_0) - \frac{nV_0 T_r}{4L_m} \quad (14)$$

为了保证变压器输入输出电荷相等,积分可得:

$$\int_{t_0}^{t_0 + \frac{T_r}{2}} n[i_r(t) - i_m(t)] dt = \frac{V_0 T_r}{2R} \quad (15)$$

$$\sqrt{2} I_{rms} \cos\theta = \frac{V_0 T_r}{2nR} \quad (16)$$

同时 t_0 时刻谐振电流与励磁电流相等时:

$$\sqrt{2} I_{rms} \sin\theta = -\frac{nV_0 T_r}{4L_m} \quad (17)$$

定义此时的电流值为:

$$i_m = -\frac{nV_0 T_r}{4L_m} \quad (18)$$

结合式(16)和(17)可以得到谐振电流的有效值为:

$$I_{rms} = \frac{V_0}{8nR} \sqrt{\frac{2n^4 R^2 T_r^2}{L_m^2} + 8\pi^2} \quad (19)$$

因此谐振电容的峰值为:

$$V_{cr} = \sqrt{2} I_{rms} Z_r + \frac{i_m(T - T_r)}{2C_r} \quad (20)$$

同理降压模式电流如图 9 所示,计算可得谐振电流的有效值为:

$$I_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{V_0 T (\omega_r L_m + n^2 R \sin \frac{\omega_r T}{2})}{4nRL_m(1 - \cos \frac{\omega_r T}{2})} \right)^2 + \left(\frac{nV_0 T_r}{4L_m} \right)^2} \quad (21)$$

对谐振电流积分可得谐振电容电压峰值为:

$$V_{cr} = \frac{\sqrt{2} I_{rms} (1 - \cos \frac{\omega_r T}{2})}{2\omega_r C_r} \quad (22)$$

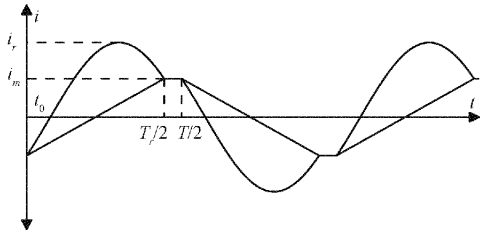


图 8 升压谐振电流

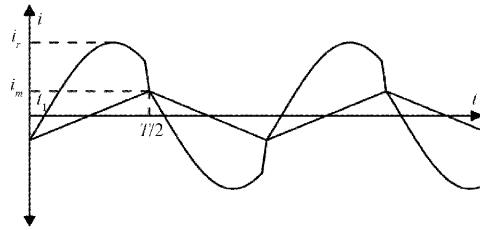


图 9 降压谐振电流

2.2 状态平面图

状态平面图是根据谐振变换器的工作过程,分析得到每一个工作状态下的时域方程,通过求解得到的特征方程,绘制相应的轨迹圆图^[14-15]。基于 AC-Link 技术的 LLC 谐振变换器根据等效合成电压及 LLC 谐振的性质,可以分为升压(BOOST)模式和降压(BUCK)模式,通过状态平面图实现相应的控制算法。

1) BOOST 模式状态平面图

根据式(3)计算得到等效合成电压 V_{in} ,当 $V_{in} < nV_0$ 时,变换器的工作模式为 BOOST 模式。建立 LLC 谐振电路的微分方程为:

$$L_r \frac{di_r}{dt} + V_{cr} + L_m \frac{di_m}{dt} = V_{in} \quad (23)$$

$$L_m \frac{di_m}{dt} = \text{sgn}(i_r - i_m)nV_0 \quad (24)$$

$$C_r \frac{dV_{cr}}{dt} = i_r \quad (25)$$

解方程组可得通解为:

$$V_{cr} = V_{in} - \text{sgn}(i_r - i_m)nV_0 + (V - V_{in} + \text{sgn}(i_r - i_m)nV_0) \cos(\omega_r t) + iZ_r \sin(\omega_r t) \quad (26)$$

$$i_r = i \cos(\omega_r t) + \frac{V_{in} - V - \text{sgn}(i_r - i_m)nV_0}{Z_r} \sin(\omega_r t) \quad (27)$$

其中, V, i 为初始电压和电流, $Z_r = \sqrt{(L_r/C_r)}$ 为谐振阻抗。

升压模式条件下,励磁电感电流与谐振电流相等后共同完成谐振,此时方程组的解可改写为:

$$V_{cr} = V_{in} + (V' - V_{in}) \cos(\omega t) + i'Z_m \sin(\omega t) \quad (28)$$

$$i_r = i' \cos(\omega t) + \frac{V_{in} - V'}{Z_m} \sin(\omega t) \quad (29)$$

其中, V', i' 为共同谐振时的初始电压和电流,阻抗为 $Z_r = \sqrt{(L_r + L_m)/C_r}$ 。

结合方程组的解,以电容电压 V 为横坐标,谐振电流与阻抗的乘积 $i_r Z_r$ 为纵坐标可以绘制出 BOOST 模式状态平面图如图 10 所示,其中由于谐振电流应该保持连续,所以式(28)和(29)可经过变换后放入同一坐标系。图中 $O_1 = V_{in} - nV_0, O_2 = V_m - nV_0, r_1 = O_1 + V_{cr}, t_0$ 时刻电压 $V_1 = -V_4, t_1$ 时刻电压为 $-V_{cr}, t_2$ 时刻电压为 V_2, t_3 时刻电压为 V_3 。

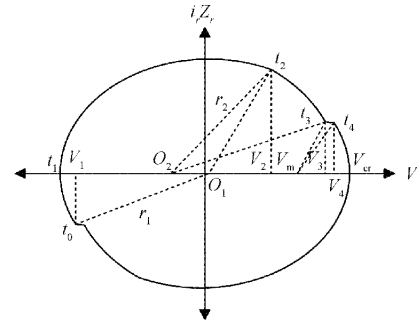


图 10 升压状态平面图

分析认为 $t_3 - t_4$ 时刻谐振电流与励磁电感电流基本保持不变,则有:

$$i_m(t_0) = i_r(t_0) = -i_r(t_4) = -\frac{nV_0 T_r}{4L_m} \quad (30)$$

因此由图形函数关系可以得到:

$$V_1 = \sqrt{r_1^2 - (i_m Z_r)^2} - O_1 \quad (31)$$

$$r_3 = \sqrt{(V_4 - V_m)^2 + (i_m Z_m)^2} \quad (32)$$

$$r_1^2 - (V_2 - O_1)^2 = r_2^2 - (V_2 - O_2)^2 \quad (33)$$

$$[r_3^2 - (V_3 - V_m)^2]Z_r = [r_2^2 - (V_3 - O_2)^2]Z_m \quad (34)$$

$$[r_3^2 - (V_4 - V_m)^2]Z_r = [r_1^2 - (V_4 + O_1)^2]Z_m \quad (35)$$

由于电荷分配的约束条件有:

$$\frac{V_4 - V_2}{V_4 + V_2} = K \quad (36)$$

联立式(30)~(36)可得:

$$V_2 = \frac{1 - K}{1 + K} V_4 \quad (37)$$

$$r_2 = \sqrt{r_1^2 - (V_2 - O_1)^2 + (V_2 - O_2)^2} \quad (38)$$

$$V_3 = \sqrt{\frac{r_2^2 - (Z_r/Z_m)^2 r_3^2 - [O_2^2 - (Z_r/Z_m V_m)^2]}{1 - (Z_r/Z_m)^2} + \frac{[O_2 - (Z_r/Z_m)^2 V_m]^2}{1 - (Z_r/Z_m)^2}} + \frac{O_2 - (Z_r/Z_m)^2 V_m}{1 - (Z_r/Z_m)^2} \quad (39)$$

最后通过图形及谐振周期 T_r 和共同谐振周期 T'_r , 可以求得每个工作过程的工作时间为:

$$t_{0-1} = \frac{a \cos(\frac{V_1 - O_1}{r_1})}{2\pi} T_r \quad (40)$$

$$t_{1-2} = \frac{\pi - a \cos(\frac{V_2 - O_1}{r_1})}{2\pi} T_r \quad (41)$$

$$t_{2-3} = \frac{a \cos(\frac{V_2 - O_2}{r_2}) - a \cos(\frac{V_3 - O_2}{r_2})}{2\pi} T_r \quad (42)$$

$$t_{3-4} = \frac{a \cos(\frac{V_3 - V_m}{r_3}) - a \cos(\frac{V_4 - V_m}{r_3})}{2\pi} T'_r \quad (43)$$

2)BUCK 模式状态平面图

根据式(3)计算得到等效合成电压 V_{in} , 当 $V_{in} > nV_0$ 时, 变换器的工作模式为 BUCK 模式。电路的微分方程及通解可以用式(23)~(27)表示, 状态平面图如图 11 所示, 其中 $O_1 = V_n - nV_0, O_2 = V_m - nV_0, O_3 = -V_n - nV_0, r_1 = O_1 + V_{cr}$, 其中 t_0 时刻电压 $V_1 = -V_3, t_1$ 时刻电压为 $-V_4, t_2$ 时刻电压为 $-V_{cr}, t_3$ 时刻电压为 V_2 。

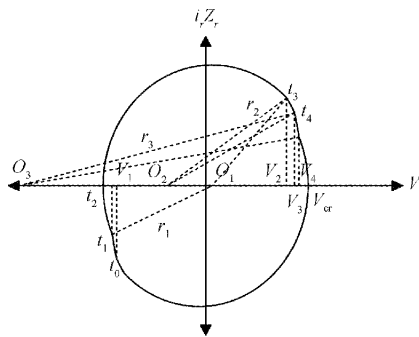


图 11 降压状态平面图

通过基波等效法的分析可以得工作周期 T , 则此时有:

$$i_m(t_1) = i_r(t_1) = -\frac{nV_0 T}{4L_m} \quad (44)$$

同理由图形及电荷分配原理可以得到:

$$V_4 = \sqrt{r_1^2 - (i_m Z_r)^2} - O_1 \quad (45)$$

$$r_1^2 - (V_2 - O_1)^2 = r_2^2 - (V_2 - O_2)^2 \quad (46)$$

$$r_3^2 - (V_3 - O_3)^2 = r_2^2 - (V_3 + O_2)^2 \quad (47)$$

$$r_3^2 - (V_4 - O_3)^2 = r_1^2 - (V_4 + O_1)^2 \quad (48)$$

$$\frac{V_3 - V_2}{V_3 + V_2} = K \quad (49)$$

联立式(44)~(49), 推导出:

$$t_{0-1} = \frac{a \cos(\frac{V_3 - O_3}{r_3}) - a \cos(\frac{V_4 - O_3}{r_3})}{2\pi} T_r \quad (50)$$

$$t_{1-2} = \frac{a \cos(\frac{V_1 - O_1}{r_1})}{2\pi} T_r \quad (51)$$

$$t_{2-3} = \frac{\pi - a \cos(\frac{V_2 - O_1}{r_1})}{2\pi} T_r \quad (52)$$

$$t_{3-4} = \frac{a \cos(\frac{V_2 - O_2}{r_2}) - a \cos(\frac{V_3 - O_2}{r_2})}{2\pi} T_r \quad (53)$$

3 仿真及实验验证

3.1 仿真实验

实验前先通过 Matlab/Simulink 搭建模型进行仿真, 验证控制算法。仿真参数如表 1 所示, 由于输入三相电压为 380 V, 等效合成电压 V_{in} 为 465~537 V, 而输出电压为 500 V, 因此可以在同时验证 BOOST 模式和 BUCK 模式。

表 1 仿真参数

参数名称	符号/单位	数值
三相电源	V_{abc}/V	380
输出电压	V_0/V	500
输出功率	P/W	1 000
谐振频率	f_r/kHz	100
谐振电感	$L_r/\mu H$	260
谐振电容	C_r/nF	10.19
励磁电感	$L_m/\mu H$	756
变压器变比	n	1 : 1

仿真模型通过变频实现软启动, 频率从 300 kHz 降到工作频率。仿真结果如图 12 和 13 所示, 负载输出电压为 500 V, 误差为 1%; 输入电流稳态的总谐波失真(total harmonic distortion, THD)为 2.31%。谐振电流与励磁电流如图 14~16 所示, 与理论波形一致。

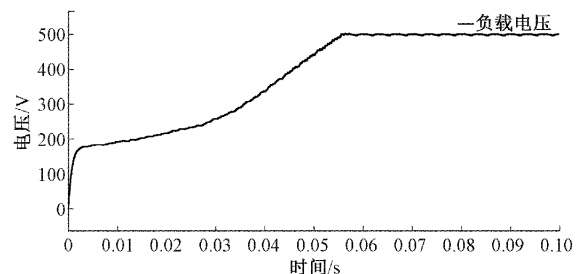


图 12 负载输出电压

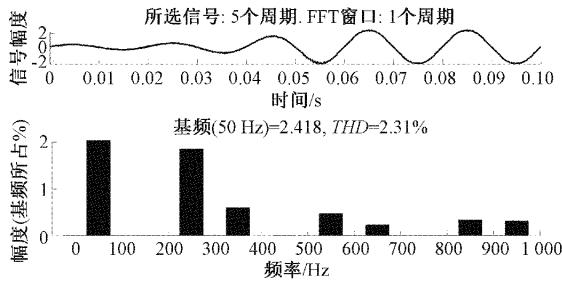


图 13 THD

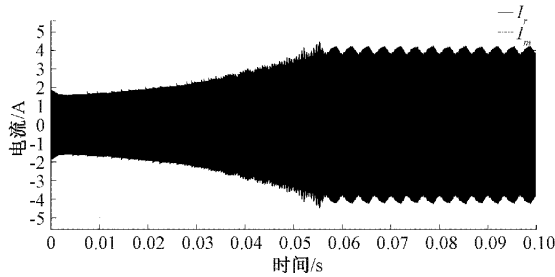


图 14 仿真谐振电流

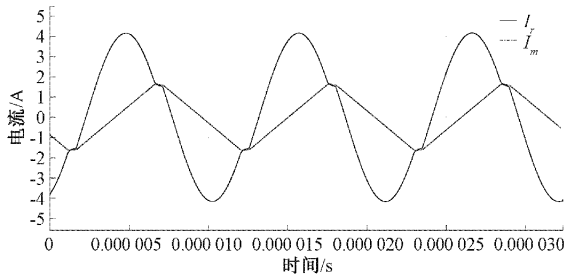


图 15 仿真升压模式谐振电流与励磁电流

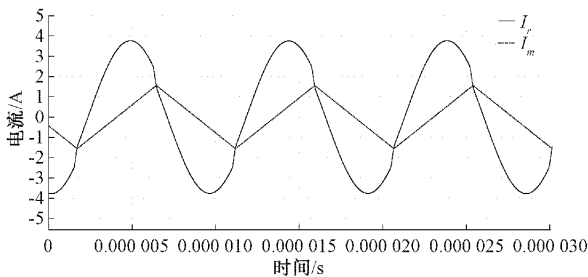


图 16 仿真降压模式谐振电流与励磁电流

3.2 实验平台验证

经过仿真验证后搭建实验平台如图 17 所示,采用 DSP28377S 作为核心控制板利用去耦双同步锁相环完成三相电压采集^[16],生成 12 路 PWM 波完成对开关矩阵的控制;使用 PQ-50/50 磁芯制作相应的变压器及谐振电感,励磁电感来自变压器的励磁电感。

实验为了安全性,将输入电压与输出电压同比例缩小为 30 V 和 39.47 V。三相电源的 A 相电压与电流如图 18 所示,两者相位基本相同;负载输出电压如图 19 所示,约为

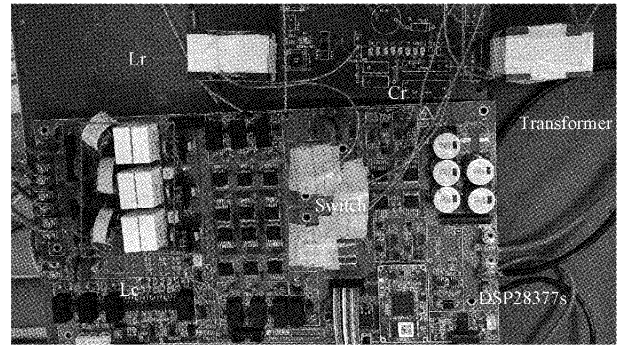


图 17 实验平台

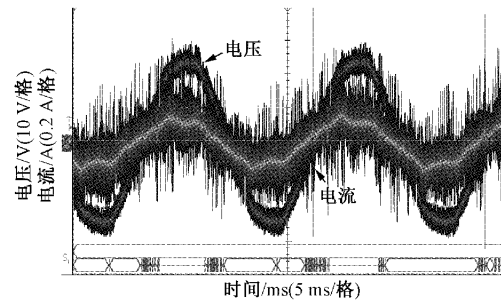


图 18 A 相输入电压与电流

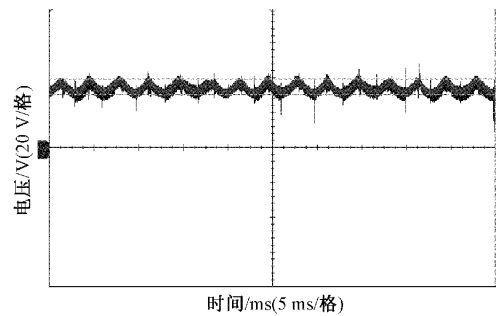


图 19 负载电压

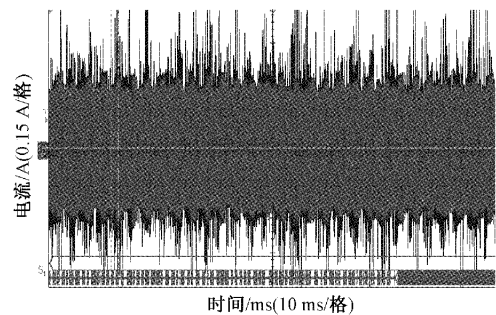


图 20 谐振电流

36 V 左右;谐振电流如图 20~22 所示,其中图 21 为升压模式,图 22 为降压模式,电流波形满足 LLC 变换器的谐振电流特性,与仿真波形一致。

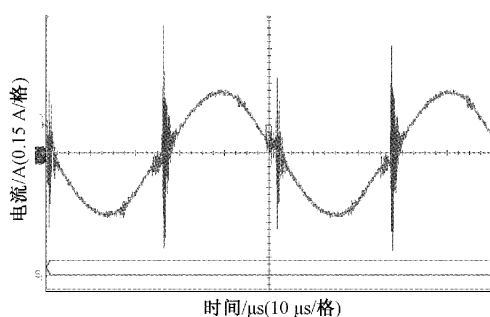


图 21 升压模式谐振电流

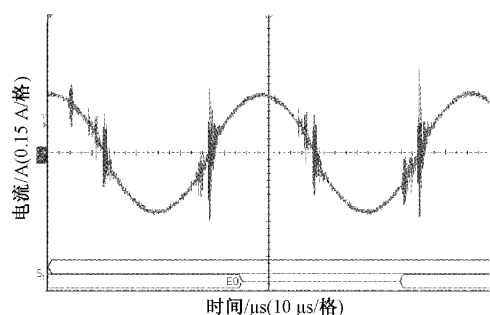


图 22 降压模式谐振电流

4 结 论

本文提出了一种基于 AC-Link 技术的 LLC 谐振变换器的拓扑结构,通过将三相交流电直接转换为所需直流电,可以减少电网电能的转换过程,减小电源体积。分析了电路拓扑的工作过程,提出了基于基波等效分析法和状态平面分析法的变频控制策略,使整个拓扑结构具有高功率因数和稳定的输出。

参考文献

- [1] 朱建华,罗方林. 功率谐振变换器及其发展方向[J]. 电工电能新技术, 2004, 23(1): 55-59.
- [2] 李宏玉,李洪强,孙钧太,等. 基于 V2G 的 CLLC 无无功环流双向隔离型 DC/DC 变换器[J]. 国外电子测量技术, 2021, 40(5): 126-130.
- [3] 夏熙. 高频 LLC 谐振变换器的动态优化算法设计[D]. 南京:东南大学, 2018.
- [4] DE SIMONE S, ADRAGNA C, SPINI C, et al. Design-oriented steady-state analysis of LLC resonant converters based on FHA [C]. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006, SPEEDAM 2006, IEEE, 2006: 200-207.
- [5] 雷龙武,曾静岚,王国彬,等. 全桥 LLC 变换器小信号模型分析及动态补偿器设计[J]. 燕山大学学报, 2021, 45(5): 438-448.

- [6] 童军,王颖,豆冲,等. 高频高效的 LLC 谐振变换器研究[J]. 电子测量技术, 2021, 44(15): 1-6.
- [7] 张政权,刘庆想,李伟,等. 基于 AC-link 技术串联谐振充电电源实验研究[J]. 电力电子技术, 2014, 48(12): 38-40.
- [8] 彭丽. 基于 AC-Link 技术的并联谐振充电电源的研究[D]. 成都:西南交通大学, 2015.
- [9] 罗睿睿,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(2): 79-84.
- [10] 岳舟. Sepic 矩阵变换器的双闭环控制研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2017, 31(9): 1507-1513.
- [11] YANG L S, LIANG T J, CHEN J F. Analysis and design of a novel three-phase AC-DC buck-boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 707-714.
- [12] LEI H, LIDA N, XIANGXIN N, et al. Design of LLC resonant type full-bridge DC-DC converter[C]. Journal of Physics: Conference Series. IOP Publishing, 2021, 1993(1): 012020.
- [13] HUANG H. Designing an LLC resonant half-bridge power converter[C]. 2010 Texas Instruments Power Supply Design Seminar, SEM1900, Topic, 2010, 3: 2010-2011.
- [14] CHEN H, SNG E K K, TSENG K J. Generalized optimal trajectory control for closed loop control of series-parallel resonant converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(5): 1347-1355.
- [15] FENG W, LEE F C, MATTAVELLI P. Optimal trajectory control of burst mode for LLC resonant converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 28(1): 457-466.
- [16] 陈继开,祝世启,李浩茹,等. 弱电网下并网逆变器锁相环优化方法[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(2): 234-243.

作者简介

张家瑜, 硕士研究生, 主要从事开关电源及控制技术研究。

E-mail: 1281820068@qq.com

张政权, 博士, 副研究员, 主要从事电能变换与控制技术和脉冲功率技术研究。

E-mail: Zhangzhengquan8@163.com

刘庆想, 博士, 研究员, 主要从事高功率微波理论及应用研究。

E-mail: liu_qingxiang@163.com

王廷轩, 硕士研究生, 主要从事开关电源及 APFC 技术研究。

E-mail: 941353214@qq.com