

双向 LLC 谐振型直流变换器设计与控制

温春雪¹, 李宇航¹, 胡茗茗¹, 朴政国¹, 周京华¹, 辛克锋²

(1. 北方工业大学电力电子与电气传动工程研究中心, 北京 100144;

2. 中国大唐集团新能源科学技术研究院发展研究中心, 北京 100040)

摘 要: 针对直流配电网中连接超级电容的 LLC 谐振直流变换器, 利用双向 LLC 直流变换器电压稳态增益, 设计变换器谐振回路的参数。运用等效电路模型法对双向 LLC 直流变换器进行小信号建模, 分析设计变换器的闭环 PI 控制器, 据此控制超级电容的充放电功率, 维持系统母线电压稳定。最后, 对所设计的 LLC 直流变换器在 Matlab/Simulink 里进行仿真分析, 并通过实验样机进行实验验证, 通过仿真和实验结果证实了该文所采用的理论分析与设计方法的正确性和可靠性。

关键词: 储能系统; LLC 谐振; 直流变换器; 超级电容; 直流配电网

中图分类号: TM46

文献标志码: A

0 引 言

自 19 世纪工业革命以来, 能源匮乏与环境污染等问题逐渐显露。因此, 直流配电技术引起各国学者的关注, 直流配电网相对传统交流配电网更易消纳各种分布式可再生能源和直流负荷^[1]。图 1 给出一种直流配电网简化结构, 从图 1 中可看出, 这种基于可再生能源发电的直流配电网系统既能有效地存储可再生能源, 又可以实现离网短时供电, 改善电能质量, 提高电网运行的经济效益^[2]。

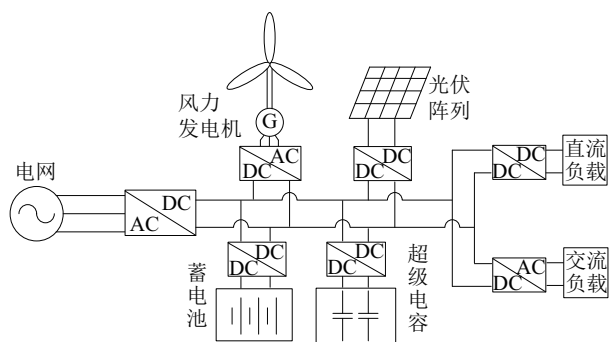


图 1 直流配电网系统简化结构

Fig. 1 Simplified structure of DC distribution network

而直流配电网要能够发挥储能与离网供电的作用,

与电力电子技术的发展息息相关。作为储能单元与直流母线之间重要的电力电子接口装置——双向 DC/DC 变换器, 它架起了直流配电网与储能元件之间能量双向流动的桥梁, 实现对能量的双向控制^[3]。其中, LLC 谐振变换器是一种实用的软开关直流变换器, 可以高效快速地将功率型储能单元超级电容接入直流配电网。文献[4]提出一种可以准确表述 LLC 电路特性的时域分析模型, 并对变换器的软开关范围和增益进行详细分析。但未对实际应用的可行性进行分析。文献[5]提出以 LLC 谐振变换器代替固态变压器(SST)中的传统双有源桥(DAB)和双半桥(DHB), 并利用硬件设计优化的方法实现最小功率损耗, 但未考虑与整流器的协调操作。

文献[6]提出一种适用于 380 V 直流配电系统的双向全桥 LLC 谐振变换器, 其正反向的功率转换效率完全相同, 可高达 97.8%。文献[7]提出一种基于 LLC 谐振变换器的三级型降压式电力电子变压器(PET)拓扑结构, 可实现变压、隔离、能量传递及电能质量调节等功能, 但只考虑了能量单向传输。文献[8]针对 LLC 谐振变换器提出一种变模式控制策略, 对其工作模式及特性进行分析, 并通过实验验证控制策略的可行性。

收稿日期: 2019-11-15

基金项目: 国家重点研发计划(2018YFB1503005.02); 国家自然科学基金(51777002); 北京市高水平创新团队建设计划(IDHT20180502)

通信作者: 李宇航(1996—), 男, 硕士研究生, 主要从事直流配电网方面的研究。294071459@qq.com

据此,本文在传统 LLC 谐振变换器中增加一个 LC 谐振电路,使其电路结构完全对称,并通过合理设计 LLC 谐振型直流变压器(以下简称 LLC 直流变换器)谐振网络的参数以保证变换器双向运行的一致性,实现正反向运行时均能保持相同的软开关特性^[9]。并对 LLC 直流变换器的参数进行设计与计算^[10-11],分析变换器的小信号模型,实现了与超级电容相结合的闭环控制^[12]。

1 LLC 直流变换器的工作原理

在直流配电网中,超级电容通过双向 LLC 直流变换器连接到直流母线上。利用超级电容的充放电速度快的优势,控制超级电容吸收或释放由光伏或负载突变产生的高频功率^[13]。

如图 2 所示,本文研究的 LLC 直流变换器采用一次侧和二次侧完全对称的全桥结构,这样无论是正向工作还是反向工作都可以进行能量传递。为了保证变换器两侧结构完全对称,二次侧谐振网络归一化后的参数值设计为与一次侧对应相等。

其中, $S_1 \sim S_8$ 为电路的 8 个开关管; L_m 为变压器的励磁电感; L_{r1} 和 L_{r2} 为谐振电感,且 $L_{r1} = n^2 L_{r2}$; C_{r1} 和 C_{r2} 为谐振电容,且 $C_{r1} = \frac{C_{r2}}{n^2}$; n 为隔离变压器变比。当变换器正向工作时,开关管 $S_1 \sim S_4$ 触发导通进行逆变,开关管 $S_5 \sim S_8$ 不工作,由 $S_5 \sim S_8$ 反并联的二极管进行整流;当反向工作时,开关管 $S_5 \sim S_8$ 导通进行逆变,而 $S_1 \sim S_4$ 实现二极管整流。

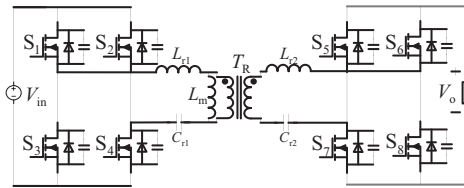


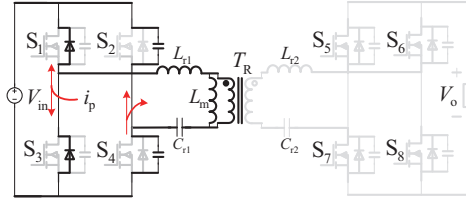
图2 LLC 直流变换器拓扑结构

Fig. 2 LLC DC converter topology

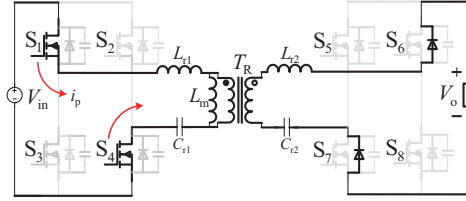
图 3 给出了 LLC 直流变换器的典型运行模式。运行模式 1 中变换器处于死区时间,此时无功率传输到变换器副边侧。谐振电流 i_{Lr1} 对变换器原边侧开关管 S_2 和 S_3 的输出电容进行充电, S_1 和 S_4 的输出电容放电。在电容充放电结束后,谐振回路的输入电压方向发生改变,但开关管仍保持关断状态, i_{Lr1} 方向不变,流经 S_1 和 S_4 的反并联二极管,使变换器开关实现零电压开关(zero voltage switching, ZVS)导通。

在运行模式 2 中,开关管 S_1 和 S_4 导通,并且功率将通过变压器传输到变换器副边侧。输入电压源 V_{in} 通过

S_1 和 S_4 迫使谐振电流 i_{Lr1} 改变为正方向。当谐振电流 i_{Lr1} 与励磁电流 i_{Lm} 相等时,运行模式 2 结束,意味着变换器谐振过程结束,变换器开始向副边侧传递能量。



a. 运行模式 1



b. 运行模式 2

图3 LLC 直流变换器的运行模式

Fig. 3 LLC DC converter operating mode

2 LLC 直流变换器的参数设计

传统的 LLC 谐振变换器,由于谐振回路只由 2 个谐振元件构成,所以只需设计品质因数 Q 。而本文所采用的变换器谐振回路包括 L_m 、 L_r 、 C_r 共 3 个元件,需要确定 Q 、 k (L_m 与 L_{r1} 的比值)2 个参数,所以设计较复杂。

首先采用基波近似法(first harmonic approximation, FHA)对 LLC 直流变换器的增益特性进行分析,为后续谐振回路的参数设计与计算奠定基础^[14-15]。

由图 4 变换器的基波等效模型可得到谐振网络的输出-输入的传递函数。

$$H(j\omega_s) = \frac{(j\omega_s L_{r1} + \frac{1}{j\omega_s C_{r1}} + R_{eq}) / j\omega_s L_m}{j\omega_s L_{r1} + \frac{1}{j\omega_s C_{r1}} + (j\omega_s L_{r1} + \frac{1}{j\omega_s C_{r1}} + R_{eq}) / j\omega_s L_m} \cdot \frac{R_{eq}}{j\omega_s L_{r1} + \frac{1}{j\omega_s C_{r1}} + R_{eq}} \quad (1)$$

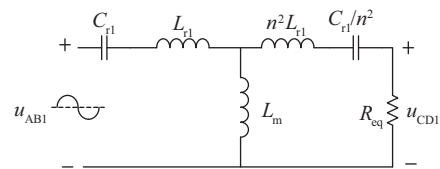


图4 LLC 直流变换器基波等效模型

Fig. 4 FHA mode of LLC DC converter

式中, ω_s ——开关角频率, $\omega_s = 2\pi f_s$, R_o ——输出负载, R_{eq} ——等效到一次侧交流负载, $R_{eq} = \frac{8R_o}{\pi^2}$ 。

则 LLC 直流变换器的增益 M 可表示为:

$$M(f_n) = // H(j\omega_n) //$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{k \cdot f_n^2}\right)^2 + \left(\frac{Q}{k}\right)^2 \cdot \left[(2k+1)f_n - \frac{2k+2}{f_n} + \frac{1}{f_n^3}\right]^2}}$$
(2)

式中, f_n ——归一化频率, $f_n = \frac{f_s}{f_{r1}}$, $f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r1}C_{r1}}}$;

Q ——品质因数, $Q = \frac{Z_r}{R_{eq}}$, $Z_r = \sqrt{\frac{L_{r1}}{C_{r1}}}$; $k = \frac{L_m}{L_{r1}}$ 。

LLC 谐振变换的设计目标是在满足所需的最大峰值增益的前提下使能量损耗最小^[16]。为了使传输损耗最小,励磁电感应该尽可能取大一点。最佳的励磁电感值 L_m 应该保证满足变换器原边侧开关管 ZVS 的要求,即:

$$L_m = \frac{T_s \cdot t_{dead}}{16C_j} \quad (3)$$

式中, C_j ——MOSFET 的结电容; t_{dead} ——死区时间; T_s ——开关周期。

而励磁电感 L_m 与谐振频率 f_{r1} 的关系如式(4)所示:

$$L_m = \frac{R_{eq} k Q}{2\pi f_{r1}} \quad (4)$$

从式(4)可看出,只要 k 与 Q 的乘积确定,谐振电感 L_m 的值就可以确定。因此设计时需根据所要达到的直流增益值,选择一组合适的 k 与 Q 值。确定了 k 值和 Q 值的大小, L_{r1} 和 C_{r1} 的值也就随之确定了。根据本文直流配电网应用实际情况,给出 LLC 直流变换器参数设计如表 1 所示。

表 1 LLC 直流变换器参数设计表

Table 1 LLC DC converter parameter designed

参数	数值	参数	数值
高压侧电压 V_{in}/V	380	工作频率 f_s/kHz	30
低压侧电压 V_o/V	150	最大直流增益 M_{max}	1.8

根据式(2)绘出不同 k 值下,增益 M 随 Q 变化的曲线,如图 5 所示,最终综合选取 $k=9$, $Q=0.2$ 。进而得到其他参数值,见表 2。

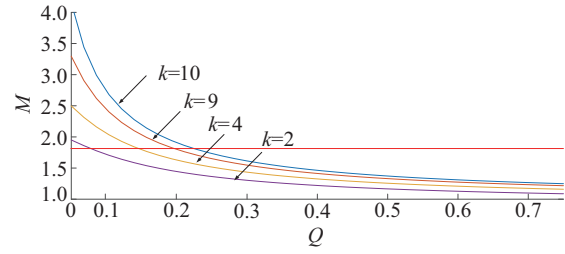


图 5 不同 k 值下,增益 M 随 Q 的变化

Fig. 5 Variation of gain M with Q at different k values

表 2 谐振回路参数表

Table 2 Resonant circuit parameters

参数	数值
励磁电感 $L_m/\mu F$	556
高压侧谐振电感 $L_{r1}/\mu F$	61.78
高压侧谐振电容 $C_{r1}/\mu F$	0.46
低压侧谐振电感 $L_{r2}/\mu F$	10.99
低压侧谐振电容 $C_{r2}/\mu F$	2.56

3 LLC 直流变换器的小信号建模

LLC 直流变换器小信号模型的基本框图如图 6 所示,基于此模型,利用等效电路模型法即可构建 LLC 直流变换器的小信号模型^[17]。其中, \hat{v}_{in} 、 \hat{i}_o 分别为电源侧电压的扰动和负载的扰动; \hat{f}_{SN} 、 \hat{d} 分别为频率控制和占空比控制; \hat{i}_{in} 为电源侧电流受到的扰动, \hat{v}_o 为输出电压受到的扰动,两者都是输出变量^[18]。

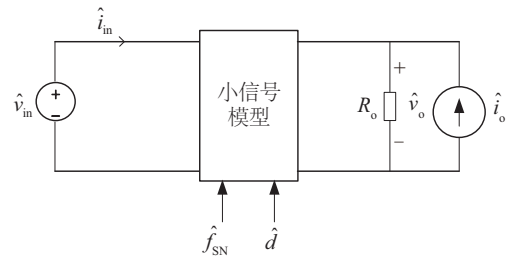


图 6 LLC 直流变换器小信号模型基本框图

Fig. 6 Basic block diagram of LLC DC converter small signal model

调频控制是双向 LLC 直流变换器经常使用的一种方式,设定占空比恒定不变,则频率-电压输出的传递函数 \hat{v}_o/\hat{f}_{SN} 可实现调频控制。据此,对每个谐振元件分别列写 $V-I$ 特性方程,对其进行求解时采用谐波近似法,可以求得其稳态模型与小信号的线性模型^[19]。用求得的小信号模型替代原来谐振网络,最后将其进行简化处

理可以得到整个变换器的小信号模型。

如图 7 所示,以整流网络为例。LLC 直流变换器使用开关管体二极管进行全桥整流,将变压器看成整流器的一个组成部分,变压器原边的输入就是整个整流器的输入。 $v_R(t)$ 、 $i_R(t)$ 为整流器的交流输入电压和电流; $v_o(t)$ 、 $i_o(t)$ 为整流器的直流输出电压和电流; C_f 为滤波电容。通过对 $v_R(t)$ 和 $i_o(t)$ 小信号模型进行分析,求出整流器的小信号模型。

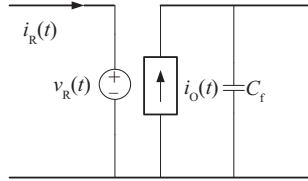


图 7 电压型整流器等效电路

Fig. 7 Voltage-type rectifier equivalent circuit

3.1 电压源的小信号模型

系统谐振网络的输出电压近似等于 2 个调幅的正弦信号源之和。 $i_R(t)$ 是谐振网络的输出电流,表达式为:

$$i_R = i_{Rs} \sin \omega_s t + i_{Rc} \cos \omega_s t \quad (5)$$

式中, i_{Rs} —— 电流正弦分量的幅值; i_{Rc} —— 电流余弦分量的幅值。

整流器输入电压基波分量为:

$$v_{R1} = v_{R1s} \sin \omega_s t + v_{R1c} \cos \omega_s t \quad (6)$$

式中, v_{R1s} —— 电压正弦分量幅值; v_{R1c} —— 电压余弦分量幅值, 其中, $v_{R1s} = \frac{4nV_o}{\pi} \frac{i_{Rs}}{|i_R|}$, $v_{R1c} = \frac{4nV_o}{\pi} \frac{i_{Rc}}{|i_R|}$

加入小扰动, 令 $i_{Rs} = I_{Rs} + \hat{i}_{Rs}$, $i_{Rc} = I_{Rc} + \hat{i}_{Rc}$,

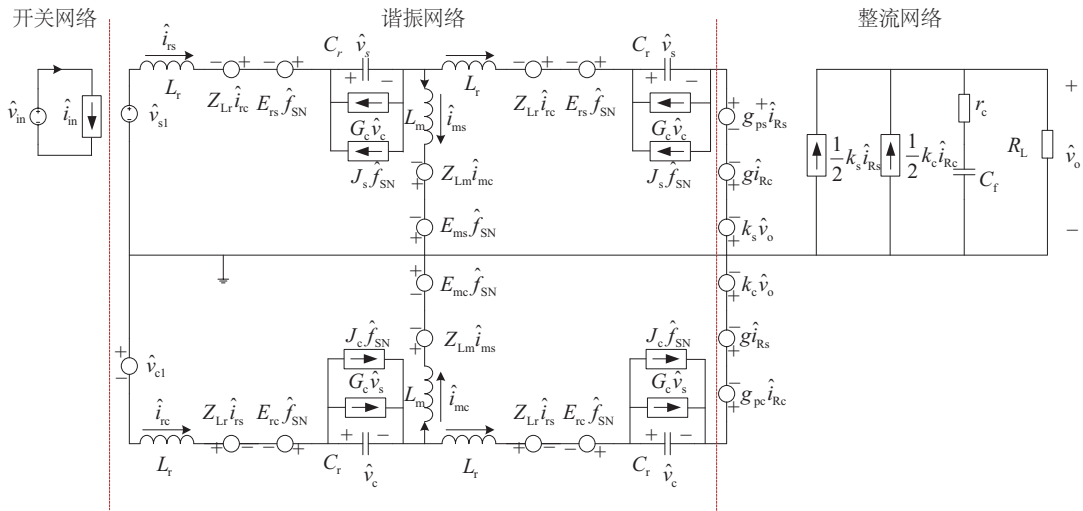


图 8 LLC 直流变换器小信号模型

Fig. 8 LLC DC converter small signal model

$v_{R1s} = V_{R1s} + \hat{v}_{R1s}$, $v_{R1c} = V_{R1c} + \hat{v}_{R1c}$ 。可得:

$$V_{R1s} + \hat{v}_{R1s} = \frac{4n(V_o + \hat{v}_o)}{\pi} \frac{I_{Rs} + \hat{i}_{Rs}}{\sqrt{(I_{Rs} + \hat{i}_{Rs})^2 + (I_{Rc} + \hat{i}_{Rc})^2}} \quad (7)$$

不考虑二阶微分量, 经过化简, 最终可推导出:

$$V_{R1s} + \hat{v}_{R1s} = \frac{4nV_o I_{Rs}}{\pi I_R} + g_{ps} \hat{i}_{Rs} - g_{Rc} \hat{i}_{Rc} + k_s \hat{v}_o \quad (8)$$

其中, $I_R = \sqrt{I_{Rs}^2 + I_{Rc}^2}$, $g_{ps} = \frac{4nV_o}{\pi I_R} - \frac{4nV_o I_{Rs}^2}{\pi I_R^3}$, $k_s = \frac{4nI_{Rs}}{\pi I_R}$,

$$g = \frac{4nV_o I_{Rs} I_{Rc}}{\pi I_R^3}。$$

同理可得余弦分量的稳态方程与小信号方程。

$$V_{R1c} + \hat{v}_{R1c} = \frac{4nV_o I_{Rc}}{\pi I_R} + g_{pc} \hat{i}_{Rc} - g_{Rs} \hat{i}_{Rs} + k_c \hat{v}_o \quad (9)$$

其中, $g_{pc} = \frac{4nV_o}{\pi I_R} - \frac{4nV_o I_{Rc}^2}{\pi I_R^3}$, $k_c = \frac{4nI_{Rc}}{\pi I_R}$ 。

3.2 电流源的小信号模型

稳态时, 直流电流源的表达式为:

$$i_o = \frac{2n|i_R|}{\pi} \quad (10)$$

设扰动量为: $i_o = I_o + \hat{i}_o$, $i_{Rs} = I_{Rs} + \hat{i}_{Rs}$, $i_{Rc} = I_{Rc} + \hat{i}_{Rc}$ 。

将其与式(10)合并, 然后对得到的合并公式进行线性化处理, 可以得出:

$$\hat{i}_o = \frac{1}{2} k_s \hat{i}_{Rs} + \frac{1}{2} k_c \hat{i}_{Rc} \quad (11)$$

其中, $I_R = \sqrt{I_{Rs}^2 + I_{Rc}^2}$, $k_s = \frac{4nI_{Rs}}{\pi I_R}$, $k_c = \frac{4nI_{Rc}}{\pi I_R}$ 。

然后将所得到的开关网络、储能元件及整流器的小信号模型代入到电路中得到 LLC 直流变换器的小信号模型, 如图 8 所示。其中, 变压器二次侧谐振元件等效折算至变压器一次侧。

由小信号模型可得 LLC 直流变换器的控制频率-电压输出传递函数为:

$$G_{v\omega}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{\omega}_s} = \frac{\left[\frac{V_{in} K^2 \left(\frac{\omega_r^3}{f_s^3} - \frac{f_s}{\omega_r} \right) - \frac{2\omega_r^2}{kf^3} \left(1 + \frac{1}{k} - \frac{\omega_r^2}{kf^2} \right) \right] (1 + r_c C_f s)}{\left\{ \left[\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{\omega_r^2}{Kf_s^2} \right)^2 + \frac{K^2 f_s^2}{\omega_r^2} \right]^{\frac{3}{2}} \right\} (1 + R_l C_f s) \left(1 + \frac{s}{Qf_s} + \frac{s^2}{f_s^2} \right)} \quad (12)$$

其中, $K = \frac{Z_r}{R_{eq}} = \frac{\pi^2 \omega_r L_r}{8n^2 R_l}$, r_c 为滤波电容等效损耗电阻。

将表 2 中的谐振参数,代入式(12)中得到变换器正向工作的控制频率-电压输出传递函数:

$$G_{v\omega}(s) = \frac{3.99 \times 10^{-2} s + 1.99 \times 10^3}{0.42 s^3 + 6.11 \times 10^4 s^2 + 3.93 \times 10^8 s + 7.44 \times 10^{10}} \quad (13)$$

由图 9 可以看出,LLC 直流变换器虽然按照设计要求设计了谐振参数,但穿越频率太小且高频段相频特性变差,系统不稳定,因此需要设计 PI 控制器,使 LLC 直流变换器系统稳定运行。

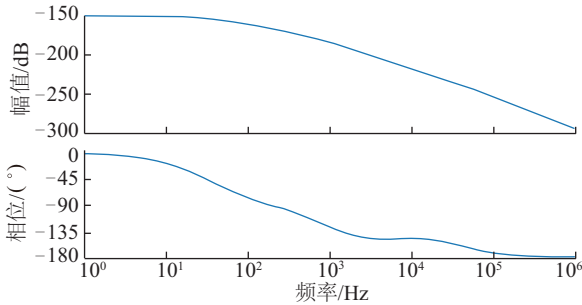


图 9 LLC 直流变换器控制伯德图

Fig. 9 LLC DC converter control Bode diagram

LLC 直流变换器的控制框图如图 10 所示,控制器采用电压环控制,通过控制 LLC 直流变换器的开关频率实现 LLC 直流变换器工作模式的转换,在 LLC 直流变换器工作过程中实现软开关功能,减少功率损耗。

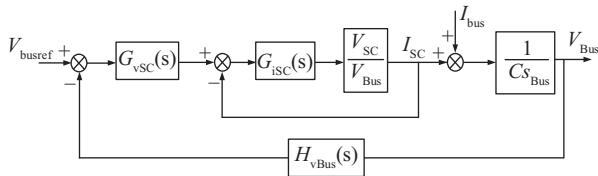


图 10 LLC 直流变换器控制框图

Fig. 10 LLC DC converter control block diagram

图 10 所示的 LLC 直流变换器的开环传递函数为:

$$G_{v\omega oc}(s) = \frac{0.5 G_{ISC} G_{vSC}}{(1 + 0.5 G_{ISC})} \cdot \frac{1}{C_{Bus} s} H_{vBus}(s) \quad (14)$$

代入表 3PI 调节参数后可以得到 LLC 直流变换器加入的控制频率-电压输出伯德图。

表 3 PI 参数表

Table 3 Table of PI parameters

参数	取值	参数	取值
电压环比例 K_{pv}	102	电流环比例 K_{pi}	0.3
电压环积分 K_{iv}	0.5	电流环积分 K_{ii}	0.002

由图 11 可以看出,LLC 直流变换器加入 PI 补偿后,可减小系统的稳态误差,幅值增大,相位裕量增大到 40° ,系统动态性能较好,对参数变化适应能力较好,穿越频率为 3 kHz,因此 LLC 直流变换器可以稳定运行。

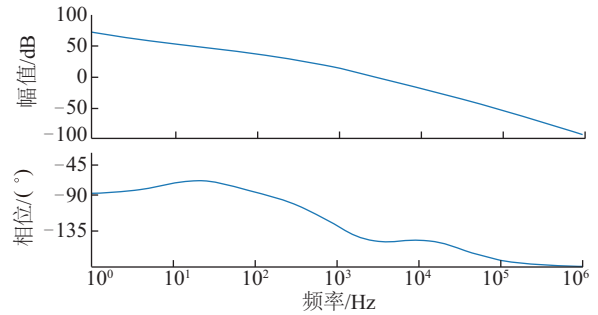


图 11 LLC 直流变换器开环传递函数伯德图

Fig. 11 LLC DC converter open loop transfer function

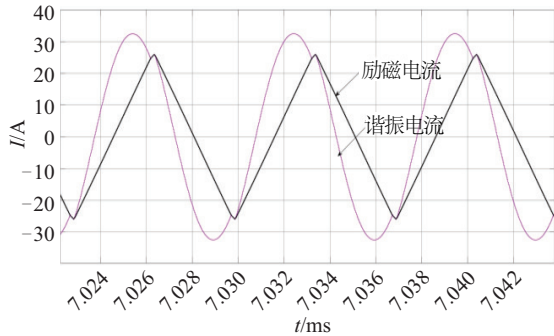
Bode diagram

4 LLC 直流变换器仿真与实验

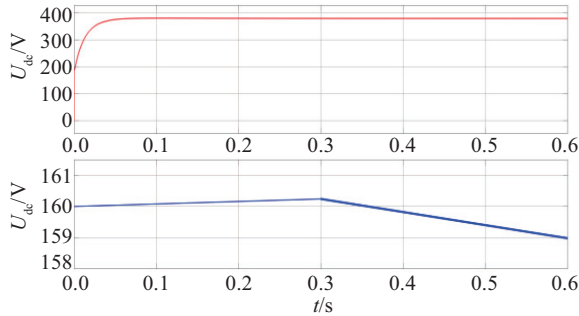
4.1 LLC 直流变换器仿真

验证 LLC 直流变换器的仿真结构主要由 3 部分组成。光伏发电单元通过 Boost 变换器连接到直流母线上,超级电容通过 LLC 直流变换器与母线相接,直流负载直接与母线相连。通过超级电容的充放电验证 LLC 直流变换器双向运行的可行性^[20-22]。如图 12 所示,LLC 直流变换器工作在 $f_m < f_s < f_r$ 模式,由图 12a 谐振电流与励磁电流波形所示,LLC 直流变换器可以实现谐振效果,达到软开关的目的。在 0.1 s 时系统母线电压达到要求,此时从图 12c 中可看出负载功率为 3 kW,光伏发电功率有盈余,超级电容充电。由图 12b 可以看出,此时超级电容电压上升。在 0.3 s 时,由图 12c 可看出,负载功率增大到 4 kW,光伏发电功率不足,需要超级电容进行放电,维持系统功率平衡,在图 12b 中,0.3 s 后超

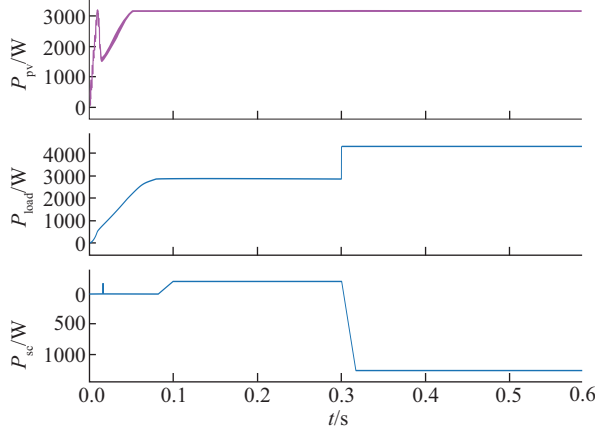
级电容电压开始下降。通过超级电容的充放电验证了 LLC 直流变换器的双向运行的可行性。



a. LLC 直流变换器谐振回路电流



b. 各单元电压波形



c. 各单元功率波形

图 12 LLC 直流变换器工作波形

Fig. 12 Simulation waveforms of LLC DC converter

4.2 LLC 直流变换器降压模式实验

在 LLC 直流变换器降压模式实验中,超级电容作为负载,由光伏单元对超级电容与负载进行供电。由图 13 所示,LLC 直流变换器工作在降压模式,超级电容工作在恒流充电状态,充电电流为 2 A。负载侧电流为 0.25 A,当超级电容充电至额定电压 150 V 时,充电电流迅速减少。由实验结果可以看出,在超级电容充电期间,母线电压可以保证维持在 380 V 左右。

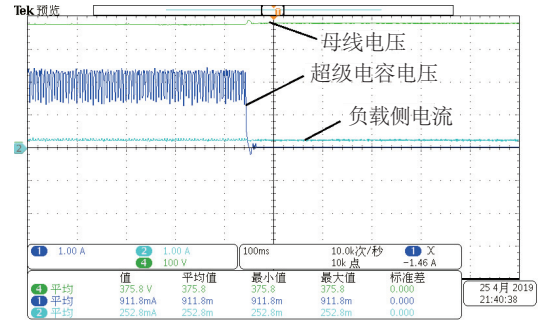


图 13 LLC 降压模式实验电压电流波形

Fig. 13 Voltage and current experiment waveforms

LLC buck mode

4.3 LLC 直流变换器升压模式实验

在 LLC 直流变换器升压模式实验中,超级电容作为电源,与光伏单元共同对负载进行放电。由图 14 可看出,初始时负载侧电流为 0.65 A,接着负载功率增大,负载侧电流上升,超级电容放电电流增大,当负载电流增加到 1.1 A 时,超级电容放电电流增加到 1.00 A。由实验结果可以看出,当负载功率增大的时候,超级电容通过 LLC 直流变换器可以快速响应功率波动,并与光伏单元共同维持母线电压在 380 V,保证系统稳定运行。

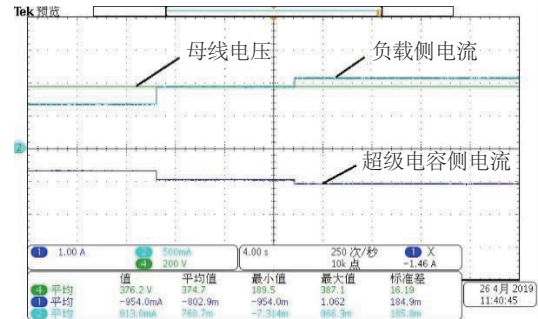


图 14 LLC 升压模式实验电压电流波形

Fig. 14 Voltage and current experiment waveforms of

LLC Boost mode

5 结 论

本文对直流配电网中连接超级电容的双向 LLC 谐振直流变换器进行研究,验证了一种简单有效的谐振参数设计方法,完成了对双向 LLC 谐振直流变换器的参数和控制器设计,并通过仿真和实验平台对 LLC 谐振直流变换器的正反向工作进行验证,结果表明双向 LLC 谐振直流变换器可高效快速地使超级电容发挥作用以快速稳定直流配电网中的暂态电压波动。本文仅对直流配电网中超级电容的 LLC 谐振直流变换器

做了研究,后续还需对基于 LLC 谐振变换器的直流配电网能量管理与优化调度以及保护控制进一步展开研究。

[参考文献]

- [1] 李福东, 吴敏. 微网孤岛模式下负荷分配的改进控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(13): 18-25.
LI F D, WU M. An improved control strategy of load distribution in an autonomous microgrid[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(13): 18-25.
- [2] 江道灼, 郑欢. 直流配电网研究现状与展望[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(8): 98-104.
JIANG D Z, ZHENG H. Research status and developing prospect of DC distribution network [J]. Automation of electric power systems, 2012, 36(8): 98-104.
- [3] 孙丽敬, 吴鸣, 汪洋, 等. 用于柔性直流配电的高频隔离链式双向直流固态变压器[J]. 电力系统及其自动化学报, 2018, 30(10): 124-131.
SUN L J, WU M, WANG Y, et al. Bidirectional high-frequency-link DC solid-state transformer for flexible DC power distribution [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2018, 30(10): 124-131.
- [4] 王志刚, 董长城, 侯凯, 等. 全桥 LLC 电路时域模型及其分析[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(20): 138-143, 164, 144-145.
WANG Z G, DONG C C, HOU K, et al. Time domain model of full bridge LLC circuit and its analysis [J]. Automation of electric power systems, 2018, 42(20): 138-143, 164, 144-145.
- [5] TAN K, YU R, GUO S, et al. Optimal design methodology of bidirectional LLC resonant DC/DC converter for solid state transformer application [C]//Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE. IEEE, 2014: 1657-1664.
- [6] JUNG J H, KIM H S, KIM J H, et al. High efficiency bidirectional LLC resonant converter for 380 V DC power distribution system using digital control scheme [C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, 2012: 532-538.
- [7] 陈启超, 王建赟, 纪延超. 基于 LLC 谐振变换器的电力电子变压器[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(3): 41-46.
CHEN Q C, WANG J Z, JI Y C. Power electronic transformer based on LLC resonant converter[J]. Automation of electric power systems, 2014, 38(3): 41-46.
- [8] 潘海燕, 贺超, 蒋友明, 等. 高效的 LLC 谐振变换器变模式控制策略[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(1): 71-78.
PAN H Y, HE C, JIANG Y M. Analysis of operating limit for cascaded STATCOM in unbalanced condition [J]. Electric power automation equipment, 2015, 35(1): 71-78.
- [9] 陈启超. CLLC 谐振型双向 DC/DC 变换器若干关键问题研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.
Chen Q C. Research on key technologies of bidirectional CLLC resonant DC/DC converter [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2015.
- [10] 谢华林. LLC 谐振变换器的研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2010.
XIE H L. Research on LLC resonant converters [D]. Guangzhou South China University of Technology, 2010.
- [11] 李树娟, 张振国, 叶玉曜, 等. 双向对称型 LLC 谐振变换器参数优化分析[J]. 电子测量技术, 2017, 40(6): 58-61.
LI S J, ZHANG Z G, YE Y Y. Parameter optimization and analysis of symmetrical bidirectional LLC resonant converter [J]. Electronic measurement technology, 2017, 40(6): 58-61.
- [12] 闻超. 基于超级电容的双向直流变换器的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2011.
WEN C. Bi-directional DC/DC converter for super capacitor based energy storage system [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2011.
- [13] 张纯江, 董杰, 刘君, 等. 蓄电池与超级电容混合储能系统的控制策略[J]. 电工技术学报, 2014, 29(4): 334-340.
ZHANG C J, DONG J, LIU J, et al. A control strategy for battery-ultracapacitor hybrid energy storage system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(4): 334-340.
- [14] JUNG J H, KWON J G. Theoretical analysis and optimal design of LLC resonant converter [C]//2007 European Conference on Power Electronics and Applications, 2007: 1-10.
- [15] 郭仿伟. 双向全桥 LLC 谐振变换器的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016.
GUO F W. Research on bi-directional full bridge LLC resonant converter [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2016.
- [16] 赵敏杰, 戴瑶, 张怀武. LLC 谐振变换器的参数设计

- [J]. 磁性材料及器件, 2011, 42(2): 53-57.
ZHAO M J, DAI Y, Zhang H W. Design of the parameters in LLC resonant converter [J]. Magnetic materials and devices, 2011, 42 (2): 53-57.
- [17] 张威. 新能源发电系统用数字控制双向 LLC 谐振变换器的研究[D]. 沈阳: 辽宁工程技术大学, 2017.
ZHANG W. Research on digital controlled bidirectional LLC resonant converter for new energy generation system [D]. Shenyang: Liaoning University of Engineering and Technology, 2017.
- [18] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006: 254-285.
ZHANG W P. Modeling and control of switching converters [M]. Beijing: China Electric Power Press, 2006: 254-28.
- [19] 杨甲甲, 张辉, 支娜. Bi-DC/DC 变换器带恒功率负载稳定性分析[J/OL]. 电源学报, 2017, 15(6): 141-146.
YANG J J, ZHANG H, ZHI N. Stability analysis of Bi-DC/DC converter with constant power load [J]. Journal of power supply, 2017, 15(6): 141-146.
- [20] 马骏超, 江全元, 余鹏, 等. 直流配电网能量优化控制技术综述[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(24): 89-96.
MA J C, JIANG Q Y, YU P, et al. Survey on energy optimized control technology in DC distribution network [J]. Automation of electric power systems, 2013, 37 (24): 89-96.
- [21] 马秀达, 康小宁, 李少华, 等. 直流配电网的电压协调控制策略[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(17): 169-176.
MA X D, KANG X N, LI S H, et al. Coordinated scheme for automatic voltage control of DC distribution network [J]. Automation of electric power systems, 2016, 40(17): 169-176.
- [22] 周逢权, 黄伟. 直流配电网系统关键技术探讨[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(22): 62-67.
ZHOU F Q, HUANG W. Study on the key technology of DC distribution power network [J]. Power system protection and control, 2014, 42(22): 62-67.

DESIGN AND CONTROL OF BIDIRECTIONAL LLC RESONANT DC CONVERTER

Wen Chunxue¹, Li Yuhang¹, Hu Mingming¹, Piao Zhengguo¹, Zhou Jinghua¹, Xin Kefeng²

(1. Power Electronic and Motor Drive Research Center, North China University of Technology, Beijing 100144, China;

2. Development Research Center, China Datang Corporation Science and Technology Research Institute, Beijing 100040, China)

Abstract: Based on the analysis of the working principle of the bidirectional LLC DC converter for the energy storage system, the parameters of the resonant tank are calculated by using the steady-state gain of the bidirectional LLC DC converter. In this thesis, the equivalent circuit model method is used to model the small-signal LLC DC converter, and the closed-loop PI controller is designed to control the charging and discharging power of the super capacitor and maintain the bus voltage stability. Finally, simulation analysis and prototype tests are carried out on the designed LLC DC converter, which confirms the correctness and reliability of the method of theoretical analysis and designing adopted in this paper.

Keywords: energy storage system; LLC resonance; DC converter; super capacitor; DC distribution network