

一种新型双向三电平倍流LCL-T谐振直流变换器

张钟艺^{1,2}, 金涛^{1,2}, 肖晓森¹, 戴向阳¹, 吴维鑫¹

(1. 福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108;

2. 福州大学 福建省新能源发电与电能变换重点实验室, 福建 福州 350108)

摘要:随着蓄能锂电池恒流充电方式的普及,针对双向车载充电机中传统电压源直流变换器不具备自然恒流输出问题,提出一种新型双向三电平倍流LCL-T谐振直流变换器,其由LCL-T谐振结合三电平级联中性点箝位有源桥构成。由于耦合变压器级联的特殊方式,有源桥各子桥臂可独立或并行工作,据此可设计不同的调制方式控制谐振腔输入电压,建立变换器一倍、二倍准恒流模式。为实现双向功率传输特性一致,谐振腔器件参数采用对称设计,进而研究了一种受归一化频率 f_n 、品质因数 Q 控制的LCL-T谐振准恒流输出,并考虑无功功率控制和实现开关管零电压开通,设计满足给定准恒流输出精度的输出工况筛选算法。最后通过所搭建的仿真平台和实验样机证明所提变换器在各模式下均能实现给定精度内的准恒流输出。

关键词:双向车载充电机;LCL-T谐振;变换器;三电平级联中性点箝位有源桥;准恒流输出;筛选算法

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202206024

0 引言

随着以电动汽车为代表的新能源产业的发展,对车载充电机(on-board charger, OBC)^[1]的性能提出了更高的要求。为了拓展OBC功能与运用场合,将以往传统的单向式功率传输改变为双向式功率传输^[2-3]。近年来,双向OBC大多数采用电压源DC-DC变换器,特别是LLC谐振拓扑^[4-5],因能实现宽负载范围内的开关管零电压开通(zero voltage switching, ZVS)和整流二极管的零电流关断(zero current switching, ZCS),提高变换器运行效率,从而得到越来越多的关注与应用。

此外,由于恒流充电方式^[6]具有能够根据电池容量计算出充电电流值与充电时间的优势,目前被广泛应用在新一代车载蓄能锂电池荷电状态(state of charge, SOC)智能管理上。但随着恒流充电的进行,锂电池内阻将不断增加,而传统的电压源型变换器并不存在自然的恒流输出特性,因此需要具备较宽的电压增益调节范围。而LLC谐振拓扑普遍采用脉冲频率调制进行电压增益控制^[7],这将导致必须通过较大的开关频率变化来拓宽电压增益调节范围,额外提高了谐振腔磁性元件设计难度且会产生电磁干扰问题^[8]。文献[9-10]则提出了一类基于输入串联输出并联(input series and output parallel, ISOP)系统的谐振直流变换器,通过高频隔离变压器,使2个LLC/CLLC谐振模块ISOP,以此来获得

可变电流增益,但要求实际器件差异较小,同时还需设计辅助结构或特定控制,才能实现各模块较好的均流。

对于单向LCL-T谐振拓扑^[11-13],当变换器运行在归一化频率 $f_n=1$ 时,输出电流将与负载无关^[14-15],无需额外控制就可形成自然的恒流输出特性,同时还令电感比 $\lambda<1$ 来实现开关管ZVS^[16]。但双向LCL-T谐振拓扑势必要求 $\lambda=1$,即利用谐振腔参数对称设计,实现变换器双向功率传输特性相一致。文献[17-18]介绍了一种LCL-T谐振型双有源桥双向DC-DC变换器,采用双移相控制方式,通过调节初、次级全桥交流侧电压相位与电流相位关系以维持恒流输出,并产生一定量的无功功率,进而实现开关管ZVS。但无功功率将降低恒流输出精度与变换器运行效率,且控制方式受全桥结构的严格约束。此外,为使开关管能够适应高压输入的场合,三电平中性点箝位(three-level neutral-point clamp, 3L-NPC)脉冲宽度调制变换器^[19]应运而生,在实现开关管ZVS的基础上,使得开关管耐压降至输入电压的一半^[20]。并且,为实现不同电压等级的车辆之间的功率传输,要求变换器具备可变电流增益的恒流充电功能。

综上,本文将LCL-T谐振结合三电平级联中性点箝位(three-level cascaded neutral-point clamp, 3L-CNPC)有源桥,提出了一种新型双向三电平倍流LCL-T谐振直流变换器。其由谐振腔输入、输出端口分别连接一个3L-CNPC有源桥构成,而3L-CNPC有源桥是借鉴文献[12-13]的ISOP思想,由2个3L-NPC桥臂直流侧并联,交流侧通过耦合变压器级联来构成,并通过其箝位作用实现各桥臂自均流。由于耦合变压器级联的特殊方式,有源桥各子桥臂可独立或并行工作,据此设计不同的调制方式控制谐

收稿日期:2021-11-16;修回日期:2022-02-11

在线出版日期:2022-07-01

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51977039)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51977039)

谐振输入电压,建立变换器一倍、二倍准恒流(quasi-constant-current, QCC)模式。同时为了克服文献[17-18]中双移相控制增加额外开关损耗的缺点,在实现双向功率传输特性一致、谐振腔器件参数对称设计的前提下,借鉴传统单向谐振变换器基波分析法建模,进而研究了一种受归一化频率 f_n 、品质因数 Q 控制的LCL-T谐振准恒流输出,并考虑无功功率控制和实现开关管ZVS,设计满足给定准恒流输出精度的输出工况筛选算法。

1 各模式工况暂态分析

1.1 拓扑结构

图1为本文所提新型变换器的拓扑结构,其由输入端口(电压为 U_{inp} 、 U_{ins})、分压电容(C_{1p} 、 C_{2p} 、 C_{1s} 、 C_{2s})、3L-CNPC有源桥与LCL-T谐振腔模块(resonant tank module, RTM)组成。3L-CNPC有源桥由3L-NPC主桥臂(main bridge arm, MBA)与3L-NPC辅助臂(auxiliary bridge arm, ABA)在直流侧并联,在交流侧通过匝比固定为1的耦合变压器 TX_p (TX_s)级联所构成,且分布在RTM两侧(左侧为LMBA、LABA,右侧为RMBA、RABA),形成对称的变换器拓扑电路。 Q_1 — Q_4 、 T_1 — T_4 为MBA开关管, Q_5 — Q_8 、 T_5 — T_8 为ABA开关管, D_1 — D_8 、 D_{T1} — D_{T8} 为开关管体二极管, C_1 — C_8 、 C_{T1} — C_{T8} 为开关管寄生电容, D_{j1} 、 D_{j2} ($j=1,2,3,4$)为箝位二极管, C_{f1} — C_{f4} 为飞跨电容。RTM由谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 、漏感 L_k 与匝比为 k 的隔离变压器TX构成。

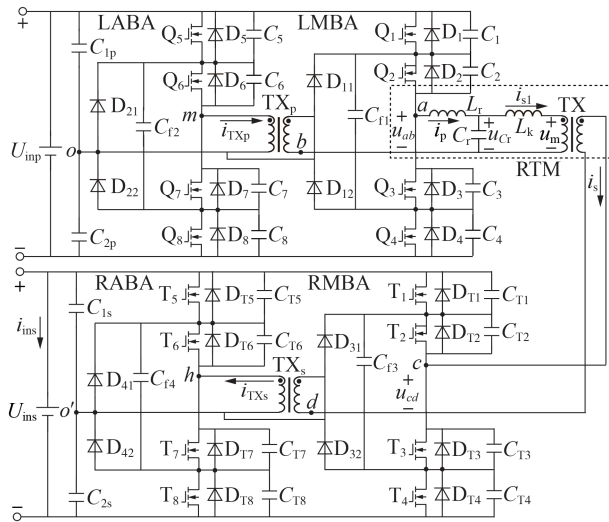


图1 本文所提新型变换器的拓扑结构

Fig.1 Topology structure of proposed novel converter

左侧有源桥中,LABA输出端口电压为 u_{mo} ,LMBA输出端口电压(即RTM输入电压)为 $u_{ab}=u_{ao}+u_{ob}$,其中 u_{ao} 为LMBA输出电压, u_{ob} 为 TX_p 副边输出电压,且由于 TX_p 耦合作用, $u_{mo}=u_{ob}$,则 $u_{ab}=u_{ao}+u_{mo}$ 。同理,右侧有源桥中,RMBA输出端口电压为 $u_{cd}=u_{co}+u_{ho'}$,其中

$u_{co'}$ 为RMBA输出电压, $u_{ho'}$ 为RABA输出电压。此外, $u_{ao'}$ 与 $u_{mo'}$ 的输出控制相互独立。

各模式工作暂态分析一律基于以下几点原则:

- ①功率从左传输到右,且右侧有源桥输入源端口等效为负载电阻 R_L ,变换器输出电压即为 U_{ins} ,输出电流即为 i_{ins} ;
- ②开关管和二极管均为理想器件,导通电阻为0,开关管寄生电容大小均等于 C_{oss} ;
- ③ TX_p 、 TX_s 均为理想变压器,严格遵守匝比规律,可忽略励磁电流;
- ④分压电容 C_{1p} 、 C_{2p} 和 C_{1s} 、 C_{2s} 分别能够理想均分 U_{inp} 和 U_{ins} ;
- ⑤飞跨电容 C_{f1} — C_{f4} 间无器件差异。

1.2 一倍准恒流模式工况

一倍准恒流模式所采用的调制方式为:RTM右侧有源桥所有开关管常闭,LABA中 Q_5 、 Q_8 常闭而 Q_6 、 Q_7 常开,使得 TX_p 被短路,则 $u_{mo}=u_{ob}=0$,进而 $u_{ab}=u_{ao}$ 。同时,为实现开关管ZVS,在 $[t_1, t_4]$ 时段LMBA采用固定最小移相角 α 的方式,形成超前管 Q_1 、 Q_4 与滞后管 Q_2 、 Q_3 。一倍准恒流模式下开关管驱动信号及关键参数波形如附录A图A1所示。在此基础上,得到上半工作周期($[t_0, t_8]$)各开关模态电路如附录A图A2所示,且其对应各暂态分析如下。

开关模态0($[t_0, t_1]$):根据谐振电流 i_p 环路, i_p 将持续对 C_r 充电,使得谐振电容电压 u_{Cr} 大于RTM输出电压 u_m ,导致RTM输出电流 i_{s1} 不断上升。该过程中, u_{ao} 被 C_{1p} 箝位至 $U_{\text{inp}}/2$,则 $u_{ab}=U_{\text{inp}}/2$ 。此外 TX_s 耦合作用形成 $i_s=i_{\text{TXs}}$,其中 i_s 为 i_{s1} 折算至 TX 副边整流电流, i_{TXs} 为 TX_s 副边耦合电流,则根据 i_s 与 i_{TXs} 环路, $u_{ho'}$ 、 $u_{co'}$ 均被 C_{1s} 箝位至 $U_{\text{ins}}/2$,使得 $u_{cd}=U_{\text{ins}}$,即 $u_m=kU_{\text{ins}}$ 。

开关模态1($[t_1, t_2]$):在 t_1 时刻关断 Q_1 , i_p 立即对 C_1 充电,同时 C_4 通过 C_{f1} 、 C_{2p} 回路放电,构成LMBA超前管ZVS换流过程。该过程使 u_{ao} 由 $U_{\text{inp}}/2$ 逐渐降为0。但因死区时间较短, i_p 近似不变,故RTM右侧有源桥暂态过程不变。

开关模态2($[t_2, t_4]$):在 t_2 时刻, C_1 电压一旦升至 $U_{\text{inp}}/2$,立即被 D_{11} 箝位,同时 C_4 电压也降至0,并导通 D_4 ,则换流过程结束。 i_p 经 C_{2p} 、 D_4 、 C_{f1} 与 Q_2 续流, $u_{ab}=0$ 。在 t_3 时刻,导通 Q_4 实现ZVS。但由于 i_p 仍对 C_r 充电,维持 $u_{Cr}>u_m$,导致 i_p 将逐渐减小。

开关模态3($[t_4, t_5]$):在 t_4 时刻关断 Q_2 , i_p 立即对 C_2 充电,同时 C_3 放电,构成LMBA滞后管ZVS换流过程。 u_{ao} 由0逐渐降为 $-U_{\text{inp}}/2$ 。但受 i_p 减小的影响,关断电流随之减小,尽管本阶段中, i_p 极性未变,但滞后管较之超前管更难实现ZVS。

开关模态4($[t_5, t_6]$):在 t_5 时刻, C_2 电压升至 $U_{\text{inp}}/2$, C_3 电压降至0,并导通 D_3 ,则换流过程结束。同时刻导通 Q_3 实现ZVS, u_{ao} 被 C_{2p} 箝位至 $-U_{\text{inp}}/2$,则 $u_{ab}=-U_{\text{inp}}/2$,使得 i_p 过零点并反向增大。为维持 i_p 与 i_{s1} , C_r 开始放电,导致 u_{Cr} 下降。当 $u_{Cr}=u_m$ 时, i_{s1} 达到正极性峰值,此后,随着 $u_{Cr}<u_m$, i_{s1} 将不断下降。

开关模态5($[t_6, t_7]$):在 t_6 时刻, u_{Cr} 降至 $-kU_{ins}$, i_{s1} 过零点,使得 i_s 均分两路,一路对 C_{T1} 、 C_{T2} 和 C_{T5} 、 C_{T6} 充电,另一路使 C_{T3} 、 C_{T4} 和 C_{T7} 、 C_{T8} 放电,构成RMBA和RABA中体二极管ZCS换流过程。同时, u_{cd} 将随着换流过程的进行由 U_{ins} 逐渐下降至 $-U_{ins}$,也即 u_m 由 kU_{ins} 逐渐下降至 $-kU_{ins}$ 。根据图A2(f)可列出如下节点电流方程组:

$$\begin{cases} 2i_s = i_{C1s} \\ i_{C1s} = i_{ins} + i_{CT5} + i_{CT1} \\ i_{ins} = i_{CT8} + i_{CT4} \\ i_{CT5} + i_{CT8} = i_s \\ i_{CT1} + i_{CT4} = i_s \\ i_{CT5} = i_{CT8} \\ i_{CT1} = i_{CT4} \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_{C1s} 为流经分压电容 C_{1s} 的电流; i_{CT1} 、 i_{CT4} 、 i_{CT5} 、 i_{CT8} 分别为流经开关管寄生电容 C_{T1} 、 C_{T4} 、 C_{T5} 、 C_{T8} 的电流。由式(1)中后四式可得 $i_{CT5} = i_{CT8} = i_{CT1} = i_{CT4} = i_s/2$,代入第三式中可得 $i_{ins} = i_s$,表明ZCS换流过程并不会增加额外的电能损耗。

开关模态6($[t_7, t_8]$):在 t_7 时刻,ZCS换流过程结束, C_{T3} 、 C_{T4} 和 C_{T7} 、 C_{T8} 的电压降至0, D_{T3} 、 D_{T4} 和 D_{T7} 、 D_{T8} 被导通以实现ZCS。再根据 i_s 与 i_{TXs} 环路,可得 $i_{ins} = i_s$,同时 u_{ho} 、 u_{co} 均被 C_{2s} 箝位至 $-U_{ins}/2$,则 $u_{cd} = -U_{ins}$,即 $u_m = -kU_{ins}$ 。又由于 $u_{Cr} < u_m$, i_p 持续对 C_r 反向充电,则 i_{s1} 不断反向增大,变换器开始进入下半工作周期。

根据上述暂态分析,输出 u_{ab} 为三电平,即 $U_{imp}/2$ 、0和 $-U_{imp}/2$ 。同时在变换器全工作周期中, i_{ins} 恒为 i_s ,因此右侧有源桥可完全等效视为全桥整流电路。

1.3 二倍准恒流模式工况

不同于一倍准恒流模式,LABA将采用与LMBA相同的调制方式,RTM右侧有源桥所有开关管仍然常闭,但变换器输入端口电压由 U_{imp} 降为 $U_{imp}/2$,形成二倍准恒流模式。该模式下 $u_{ab} = u_{ao} + u_{mo} = 2u_{ao} = 2u_{mo}$,输出 u_{ab} 的三电平仍为 $U_{imp}/2$ 、0和 $-U_{imp}/2$,则输出 i_p 近似于一倍准恒流模式。因此,二倍准恒流模式下开关管驱动信号及关键参数波形与一倍准恒流模式基本相同。其上半工作周期开关模态0电路如附录A图A3所示。LABA中开关管 Q_5 、 Q_6 导通, TX_p 原边电流 i_{TXp} 从 m 点流出,经 TX_p 原边、 o 点、 C_{1p} 和 Q_5 、 Q_6 回流入 m 点。而 i_p 环路可参考一倍准恒流模式。另依靠 TX_p 箝位作用实现自均流,则 $i_p = i_{TXp}$ 。根据本模态电流环路, u_{ao} 、 u_{mo} 均又被 C_{1p} 箝位至 $U_{imp}/4$,则 $u_{ab} = 2u_{mo} = 2u_{ao} = U_{imp}/2$ 。

后续二倍准恒流模式开关模态暂态分析均可参照一倍准恒流模式。由于二倍准恒流模式下 i_{s1} 和 i_s 的暂态过程均无异于一倍准恒流模式,右侧有源桥也可等效视为全桥整流电路。

2 LCL-T谐振准恒流输出特性研究

2.1 LCL-T谐振恒流特性分析

通过基波分析法建立变换器交流等效运算电路,如图2所示。图中: u_{fund} 、 u_o 、 i_p 、 i_{s1} 分别为 u_{ab} 、 u_m 、 i_p 、 i_{s1} 基波矢量; $\omega_s = 2\pi f_s$,为开关角频率, f_s 为开关频率; R_{eq} 为负载电阻 R_L 的交流等效电阻,表达式见式(2)。

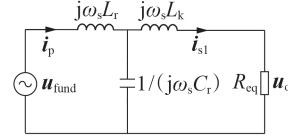


图2 交流等效运算电路

Fig.2 AC equivalent operation circuit

$$R_{eq} = \frac{8k^2 R_L}{\pi^2} \quad (2)$$

在一、二倍准恒流模式下, u_{ab} 输出方波电压幅值 $U_{ab} = U_{imp}/2$, u_m 输出方波电压幅值 U_m 恒为 kU_{ins} 。建立基波矢量峰值 $U_{fund,p}$ 、 $U_{o,p}$ 与 U_{ab} 、 U_m 的转换关系,如式(3)所示。

$$\begin{cases} U_{fund,p} = \frac{4U_{ab}}{\pi} \\ U_{o,p} = \frac{4U_m}{\pi} = \frac{4kU_{ins}}{\pi} \end{cases} \quad (3)$$

另定义LCL-T谐振腔谐振频率 f_r 、归一化频率 f_n 、特征阻抗 Z_n 、品质因数 Q 和谐振电感比 λ ,表达式为:

$$\begin{cases} f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}, f_n = \frac{f_s}{f_r} \\ Z_n = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, Q = \frac{Z_n}{k^2 R_L}, \lambda = \frac{L_k}{L_r} \end{cases} \quad (4)$$

再根据图2并结合式(2)~(4),变换器一倍准恒流模式下电压增益 M_1 与电流增益 H_1 均可以化简为以 f_n 、 λ 、 Q 为自变量的函数表达式,分别见式(5)、(6)。

$$M_1 = \frac{U_{ins}}{U_{imp}} = \frac{U_{o,p} \pi / (4k)}{2U_{ab}} = \frac{U_{o,p} \pi / (4k)}{U_{fund,p} \pi / 2} = \frac{1}{2k \left| (1 - f_n^2) + j \frac{\pi^2 Q [(1 + \lambda) f_n - \lambda f_n^3]}{8} \right|} \quad (5)$$

$$H_1 = \frac{U_{ins}/R_L}{U_{imp}/Z_n} = M_1 k^2 Q = \frac{i_{ins}}{2i_{imp}} = \frac{k}{2 \left| \frac{1}{Q} (1 - f_n^2) + j \frac{\pi^2 [(1 + \lambda) f_n - \lambda f_n^3]}{8} \right|} \quad (6)$$

式中: $i_{imp} = U_{ab}/Z_n$,为额定输入电流。

基于式(5)、(6),可得二倍准恒流模式下电压增

益 $M_2 = \frac{U_{ins}}{U_{inp}/2} = 2M_1$, 电流增益 $H_2 = \frac{U_{ins}/R_L}{(U_{inp}/2)/Z_n} = 2H_1$ 。

而当 $f_n = 1$ 时, 根据式(6)可得 H_1 为常值 $4k/\pi^2$, 不受 λ 、 Q 的影响, 可表明 H_1 与负载电阻 R_L 无关, 能实现自然的恒流输出特性。但由 1.2、1.3 节暂态分析可知, 通过换流过程实现开关管 ZVS 的必要条件是 i_p 相位要滞后于 u_{fund} 相位。而谐振腔输入阻抗 Z_{in} 决定了 i_p 、 u_{fund} 之间的相位关系。设 u_{fund} 初始相位为 0, 则可根据图 2 运算电路求出 Z_{in} 的表达式为:

$$Z_{in} = j\omega_s L_r + (j\omega_s L_k + R_{eq}) // \frac{1}{j\omega_s C_r} = |Z_{in}| \angle \theta \quad (7)$$

$$|Z_{in}| = \frac{QR_{eq} \sqrt{(1-f_n^2)^2 + \left\{ \frac{\pi^2 Q [(1+\lambda)f_n - \lambda f_n^3]}{8} \right\}^2}}{\sqrt{\left[Q(1-\lambda f_n^2) \right]^2 + \left(\frac{8f_n}{\pi^2} \right)^2}} \quad (8)$$

$$\theta = \arctan \frac{\pi^2 Q [(1+\lambda)f_n - \lambda f_n^3]}{8(1-f_n^2)} - \arctan \frac{8f_n}{\pi^2 Q (1-\lambda f_n^2)} \quad (9)$$

式中: θ 为谐振腔输入阻抗 Z_{in} 阻抗角。

由于 $i_p = u_{fund}/Z_{in}$, i_p 初始相位 $\varphi = -\theta$ 。根据式(9), 只有当 $f_n = 1$, $\lambda < 1$ 时, 才能使得 $\varphi < 0$ 。但为保障变换器双向功率传输特性一致, λ 需恒等于 1。为此, 固定 $\lambda = 1$, 研究无功功率控制和实现开关管 ZVS 受 f_n 、 Q 影响的规律, 并以此作为限制条件, 筛选特定的变换器输出工况, 以实现一种受 f_n 、 Q 控制的 LCL-T 谐振准恒流给定精度输出。

2.2 变换器无功功率控制和实现开关管 ZVS

根据:

$$\begin{cases} u_{fund} = \frac{U_{fund,p}}{\sqrt{2}} \angle 0 = \frac{2\sqrt{2} U_{ab}}{\pi} \angle 0 \\ i_p = \frac{u_{fund}}{Z_{in}} = \frac{\frac{2\sqrt{2} U_{ab}}{\pi} \angle 0}{|Z_{in}| \angle \theta} = \frac{2\sqrt{2} U_{ab}}{\pi |Z_{in}|} \angle \varphi \end{cases} \quad (10)$$

则传输的复功率 $\tilde{S}$ 及无功功率 Q_s 为:

$$\begin{cases} \tilde{S} = u_{fund} i_p^* = \frac{8U_{ab}^2}{\pi^2 |Z_{in}|} \angle \theta \\ Q_s = \text{Im}[\tilde{S}] = \frac{8U_{ab}^2}{\pi^2 |Z_{in}|} \sin \theta \end{cases} \quad (11)$$

则无功功率传输效率 η 为:

$$\eta = \frac{Q_s}{|\tilde{S}|} = \sin \theta = \eta(f_n, Q) \quad (12)$$

有功功率传输效率 η_p 为:

$$\eta_p = \sqrt{1 - \eta^2} \quad (13)$$

再根据式(10), i_p 时域表达式为:

$$i_p(t) = \frac{4U_{ab}}{\pi |Z_{in}|} \sin(\omega_s t + \varphi) \quad (14)$$

则超前管关断时刻电流大小为:

$$i_p\left(\frac{T_s}{2}\right) = \frac{4U_{ab}}{\pi |Z_{in}|} \sin\left(\omega_s \frac{T_s}{2} + \varphi\right) = \frac{4U_{ab}}{\pi |Z_{in}|} \sin(\pi + \varphi) = \frac{-4U_{ab} \sin \varphi}{\pi |Z_{in}|} \quad (15)$$

式中: T_s 为开关周期。

由于超前管死区时间 t_{DTb} (即图 A1 中 $[t_1, t_3]$) 一般极短, 可视 i_p 恒定, 则利用电荷守恒原理来设计 t_{DTb} 。一倍准恒流模式下, 建立如下不等式:

$$i_p\left(\frac{T_s}{2}\right) t_{DTb} \geq 2C_{oss} u_{ds} = 2C_{oss} \frac{U_{inp}}{2} \quad (16)$$

式中: u_{ds} 为开关管耐压。则 t_{DTb} 取值范围为:

$$t_{DTb} \geq \frac{2C_{oss} u_{ds}}{i_p\left(\frac{T_s}{2}\right)} = \frac{\pi C_{oss} U_{inp} |Z_{in}|}{-4U_{ab} \sin \varphi} \quad (17)$$

滞后管死区时间 t_{DTL} (即图 A1 中 $[t_4, t_5]$) 在 t_{DTb} 基础上适当加大。另结合图 A1 可建立如下不等式:

$$2t_{DTb} \cdot 2\pi f_s < (t_{DTb} + t_{DTL}) \cdot 2\pi f_s \leq \alpha + t_{DTL} \cdot 2\pi f_s \leq |\varphi| \quad (18)$$

则根据式(17)、(18), 建立实现开关管 ZVS 的不等式为:

$$\frac{\pi^2 C_{oss} U_{inp} |Z_{in}| f_n f_r}{-U_{ab} \sin \varphi} < |\varphi| \quad (19)$$

基于式(8)、(19), 建立如下函数:

$$W(f_n, Q, R_{eq}, f_r, \varphi) = \frac{\pi^2 C_{oss} U_{inp} |Z_{in}| f_n f_r}{-U_{ab} \sin \varphi} - |\varphi| \quad (20)$$

又根据式(2)、(4)可得:

$$QR_{eq} = \frac{Z_n}{k^2 R_L} \frac{8k^2 R_L}{\pi^2} = \frac{8Z_n}{\pi^2} \quad (21)$$

将式(21)代入式(8)消除 R_{eq} , 则函数 $W(f_n, Q, R_{eq}, f_r, \varphi)$ 可被转化为函数 $w(f_n, Q, Z_n, f_r, \varphi)$, 表达式为:

$$w(f_n, Q, Z_n, f_r, \varphi) = \frac{8Z_n C_{oss} U_{inp} f_n f_r \sqrt{(1-f_n^2)^2 + \left\{ \frac{\pi^2 Q [(1+\lambda)f_n - \lambda f_n^3]}{8} \right\}^2}}{-U_{ab} \sin \varphi \sqrt{\left[Q(1-\lambda f_n^2) \right]^2 + \left(\frac{8f_n}{\pi^2} \right)^2}} - |\varphi| \quad (22)$$

2.3 LCL-T 谐振准恒流输出工况设计方法

给定一倍准恒流模式输入工况为: $U_{inp} = 200 \text{ V}$, $i_{inp} = 1.76 \text{ A}$, $f_r = 45 \text{ kHz}$, $C_{oss} = 480 \text{ pF}$ (基于 Saber 平台 IRF460 器件 MASK 模型)。则 $Z_n = U_{ab}/i_{inp} = 56.8 \Omega$, 进而可得 $C_r = 1/(2\pi Z_n f_r) = 62 \text{ nF}$, $L_r = Z_n^2 C_r = 200 \mu\text{H} = L_k$ 。

令 $k=1$, 在 $f_n \in [1, 1.2]$ 、 $Q \in [0, 2.0]$ 内, 给定一适当 $\varphi = -0.15 \text{ rad}$, 绘制出 $w(f_n, Q, Z_n, f_r, \varphi) = 0$ 隐函数曲线; 又设置 $\eta_p > 90\%$, 则需限制 η , 根据式(12)、

(13), 得 $0 < \eta < \sqrt{1 - \eta_p^2} = \sqrt{19}/10$, 绘制出 $\eta(f_n, Q) = \sqrt{19}/10$ 、 $\eta(f_n, Q) = 0$ 隐函数曲线; 同时为保障一倍准恒流输出精度, 在自然恒流增益点 $4/\pi^2$ 附近设置上下限边界, 绘制出 $H_1 - 4 \times 0.9/\pi^2 = 0$ 、 $H_1 - 4 \times 1.1/\pi^2 = 0$ 隐函数曲线。基于上述各隐函数曲线, 再划定满足式(19)、 $0 < \eta < \sqrt{19}/10$ 和 $4 \times 0.9/\pi^2 < H_1 < 4 \times 1.1/\pi^2$ 的 f_n 、 Q 取值区域, 如图3所示。

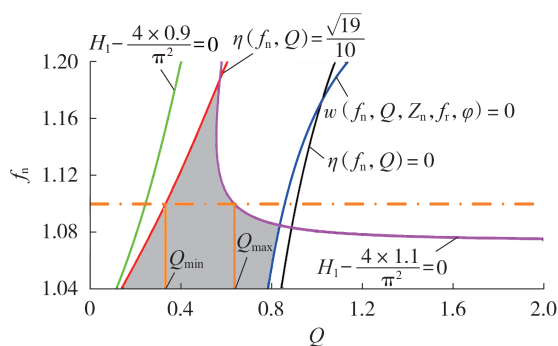


图3 各隐函数曲线图

Fig.3 Graphs of implicit functions

图3中阴影区域即为满足各限制条件的 f_n 、 Q 取值区域。但这些条件还不能完全阐释准恒流输出特性。必须要具备在窄电流增益变化下实现宽电压增益变化的能力, 使准恒流输出特性更加接近自然的恒流输出特性。图3中, 随着 f_n 值大小的变化, 与阴影区域边界相交可得 $Q_{\max}$ 、 $Q_{\min}$, 再代入 H_1 与 M_1 表达式中, 计算出 $H_{1\max}$ 、 $H_{1\min}$ 与 $M_{1\max}$ 、 $M_{1\min}$ 。基于这些计算值, 制定一套准恒流输出工况筛选算法, 输出满足 H_1 与 M_1 给定限制范围的 f_n 、 $Q_{\max}$ 和 $Q_{\min}$, 其流程图如附录A图A4所示。

再根据已给定的 f_n 、 Z_n , 计算出一倍准恒流模式输出工况: $f_s = f_n f_r$, 最大负载电阻 $R_{L\max} = Z_n / Q_{\min}$, 最小负载电阻 $R_{L\min} = Z_n / Q_{\max}$ 。而二倍准恒流模式输出工况则在不改变 L_r 、 C_r 和 L_k 的基础上, 保持与一倍准恒流模式输出工况相同即可。

3 仿真验证与分析

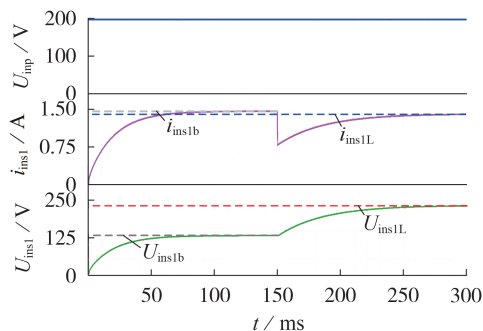
3.1 仿真参数设计

根据第2节分析, 通过筛选算法可以得到: $f_n = 1.1$, $Q_{\max} = 0.63$, $Q_{\min} = 0.34$, $H_{1\max} - H_{1\min} = 4.125\% < 10\%$, $M_{1\max}/M_{1\min} = 168.14\% > 160\%$ 。则一倍准恒流模式输出工况为: $f_s = 50 \text{ kHz}$, $R_{L\max} = 167.06 \Omega$, $R_{L\min} = 90.16 \Omega$ 。结合2.3节给定的输入工况, 其余额定及仿真参数如附录A表A1所示。仿真结果中输出电压、输出电流变量下标中的1、2分别代表一倍、二倍准恒流模式。

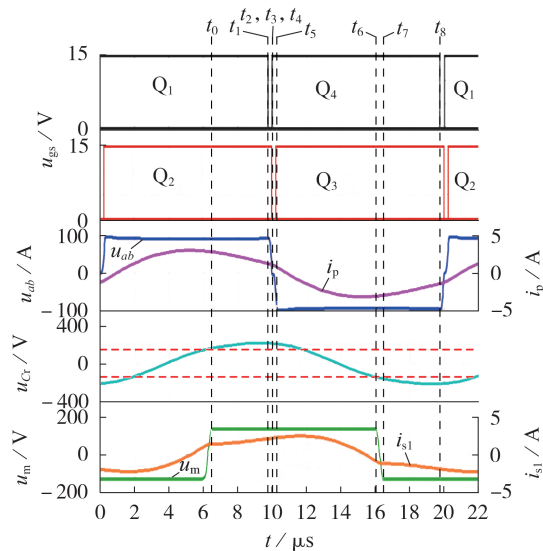
3.2 一倍准恒流模式仿真分析

根据式(18), 可得 $t_{\text{DTb}} < |\varphi| / (4\pi f_s) = 0.15 / (4\pi \times 50000) \approx 0.24 \mu\text{s}$ 。为更好地实现超前管与滞后管ZVS, 适当增大 t_{DTb} , 取 $t_{\text{DTb}} = 0.25 \mu\text{s}$ 、 $t_{\text{DTL}} = 0.25 \mu\text{s}$ 。又

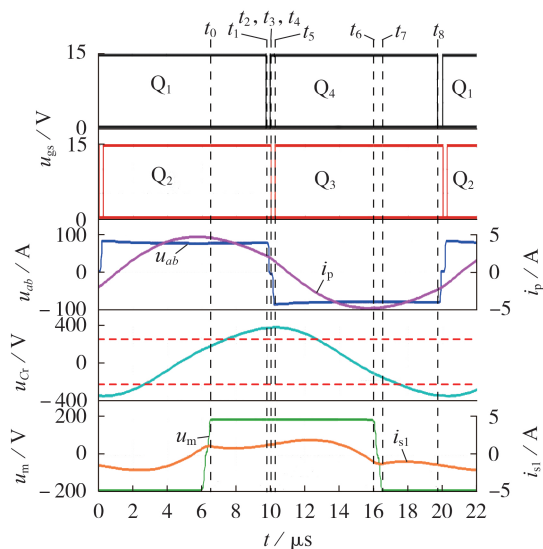
令 $\alpha = t_{\text{DTb}} \cdot 2\pi f_s = \pi/40$ 。一倍准恒流模式仿真结果如图4所示, 图中 u_{gs} 为开关管驱动电压。



(a) U_{inp} 、输出电流 i_{1s1} 、输出电压 U_{1s1}



(b) $R_{L\min} = 90.16 \Omega$ ($Q_{\max} = 0.63$)



(c) $R_{L\max} = 167.06 \Omega$ ($Q_{\min} = 0.34$)

图4 一倍准恒流模式仿真波形

Fig.4 Simulative waveforms for one-time QCC mode

图4(a)显示: 在仿真前段 $R_{L\min} = 90.16 \Omega$ 下, 输出电流 $i_{1s1b} \approx 1.467 \text{ A}$, 输出电压 $U_{1s1b} \approx 132.3 \text{ V}$, 输出功率 $P_{1b} \approx 194 \text{ W}$; 在仿真后段 $R_{L\max} = 167.06 \Omega$ 下, 输出

电流 $i_{\text{ins1L}} \approx 1.400 \text{ A}$, 输出电压 $U_{\text{ins1L}} \approx 233.9 \text{ V}$, 输出功率 $P_{\text{1L}} \approx 327.5 \text{ W}$ 。计算得到 $H_{\text{1max}} = i_{\text{ins1b}} / (2i_{\text{inp}}) \approx 0.4168$, $H_{\text{1min}} = i_{\text{ins1L}} / (2i_{\text{inp}}) \approx 0.3978$, $M_{\text{1max}} = U_{\text{ins1L}} / U_{\text{inp}} \approx 1.1695$, $M_{\text{1min}} = U_{\text{ins1b}} / U_{\text{inp}} \approx 0.6615$ 。以此校验准恒流, 可得 $H_{\text{1max}} - H_{\text{1min}} \approx 1.9\%$, $M_{\text{1max}} / M_{\text{1min}} \approx 176.8\%$, $|(H_{\text{1max}} - 4/\pi^2) / (4/\pi^2)| \approx 2.83\%$, $|(H_{\text{1min}} - 4/\pi^2) / (4/\pi^2)| \approx 1.85\%$ 。仿真结果证明变换器实现了输出工况筛选算法中给定精度内的准恒流输出特性。

图 4(b) 经处理形成类似图 A1 的表示。[t_0, t_1), u_{ab} 保持 $U_{\text{inp}}/2 = 100 \text{ V}$, u_{m} 保持 $U_{\text{ins1b}} = 132.3 \text{ V}$, i_{p} 极性未变, 持续给 C_{r} 充电, u_{Cr} 保持上升并大于 u_{m} (横虚线), 导致 i_{s1} 不断上升; [t_1, t_2), t_1 时刻关断 Q_1 , 在 t_{DTb} 内, u_{ab} 由 $U_{\text{inp}}/2$ 下降至 0, 这之后 Q_4 在 t_2 时刻导通以实现 ZVS, 又由于 $\alpha = t_{\text{DTb}} \cdot 2\pi f_s$, 则 t_2, t_3, t_4 时刻重叠; [t_4, t_5), t_4 时刻关断 Q_2 , 在 t_{DTL} 内, u_{ab} 由 0 下降至 $-U_{\text{inp}}/2$, 这之后 Q_3 在 t_5 时刻导通以实现 ZVS; [t_5, t_6), i_{p} 下降过零并导致 u_{Cr} 下降, 当 $u_{\text{Cr}} = u_{\text{m}}$ 时 i_{s1} 达到峰值, 此后 i_{s1} 逐渐减小并过零; [t_6, t_7), 当 $u_{\text{Cr}} < u_{\text{m}}$ 时, i_{s1} 过零导致 u_{m} 由 U_{ins1b} 逐渐下降至 $-U_{\text{ins1b}}$; [t_7, t_8), u_{m} 维持 $-U_{\text{ins1b}}$, 变换器准备进入下半工作周期。对比可知仿真结果与 1.2 节理论分析基本相同。图 4(c) 的暂态分析可参考图 4(b), 但在不同的输出工况下, 根据式 (9)、(15)–(17), φ 随 Q 减小而减小并导致 $i_{\text{p}}(T_s/2)$ 变大, 则 ZVS 换流过程变短, 因此 u_{ab} 输出更加明显的三电平。

3.3 二倍准恒流模式仿真实验

根据 1.3 节, 由于二倍准恒流模式的输出 u_{ab} 也为三电平 $U_{\text{inp}}/2, 0$ 和 $-U_{\text{inp}}/2$ 。因此, 除变换器输入端口电压改为 $U_{\text{inp}}/2$ 外, 电流、电压指标将与图 4(a) 基本相同。但二倍准恒流模式 $u_{\text{ds}} = U_{\text{inp}}/4$ 是一倍准恒流模式 $u_{\text{ds}} = U_{\text{inp}}/2$ 的一半, 而 i_{p} (即 $i_{\text{p}}(T_s/2)$) 相似, 则根据式 (16)、(17), 二倍准恒流模式 ZVS 换流过程所需 t_{DTb} 将是一倍准恒流模式的一半。为显示对比效果, 维持一倍准恒流模式死区, 最终仿真结果如附录 A 图 A5 所示。

图 A5(a) 中同样可计算出 $H_{\text{2max}} = 2H_{\text{1max}} \approx 0.8335$, $H_{\text{2min}} = 2H_{\text{1min}} \approx 0.7955$, $M_{\text{2max}} = 2M_{\text{1max}} \approx 2.339$, $M_{\text{2min}} = 2M_{\text{1min}} \approx 1.323$ 。以此校验准恒流, 可得 $H_{\text{2max}} - H_{\text{2min}} \approx 3.8\%$, $M_{\text{2max}} / M_{\text{2min}} \approx 176.8\%$, $|(H_{\text{2max}} - 8/\pi^2) / (8/\pi^2)| \approx 2.83\%$, $|(H_{\text{2min}} - 8/\pi^2) / (8/\pi^2)| \approx 1.85\%$ 。仿真结果同样证明, 尽管二倍准恒流模式将加剧电流增益波动, 但仍实现了给定精度内的准恒流输出特性。而图 A5(b)、(c) 的暂态分析可参考一倍准恒流模式。但在前段和后段输出工况的 [t_1, t_5), 二倍准恒流模式相较于一倍准恒流模式输出 u_{ab} 的三电平更明显。

4 实验验证与分析

4.1 样机参数及实物

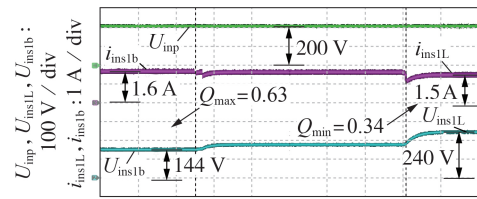
样机参数与仿真相同, 补充具体器件规格, 如附

录 A 表 A2 所示。所搭建样机实物如附录 A 图 A6 所示, 采用对称布局, 独立设计 RTM, 驱动控制板尽可能贴近有源桥, 降低开关管驱动信号干扰。实验结果中 $u_{\text{gs}}, u_{\text{ds}}$ 下标中 Q1、Q2 分别代表开关管 Q_1, Q_2 。

4.2 样机实验结果

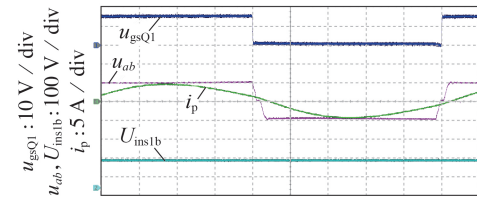
考虑驱动延迟以及实际器件差异, 在仿真基础上, 对一倍准恒流模式部分参数进行调整, 其中 $t_{\text{DTb}}, t_{\text{DTL}}$ 分别取 $0.3 \mu\text{s}, 0.5 \mu\text{s}$, α 取 $\pi/25$, $R_{\text{Lmin}} (Q_{\text{max}} = 0.63)$, $R_{\text{Lmax}} (Q_{\text{min}} = 0.34)$ 分别取 $90 \Omega, 163.6 \Omega$ 。一倍准恒流模式实验结果如图 5 所示。

图 5(a) 中输入端口电压 $U_{\text{inp}} = 200 \text{ V}$, $i_{\text{ins1b}} \approx 1.6 \text{ A}$, $U_{\text{ins1b}} \approx 144 \text{ V}$, $P_{\text{1b}} \approx 230.4 \text{ W}$; $i_{\text{ins1L}} \approx 1.5 \text{ A}$, $U_{\text{ins1L}} \approx 240 \text{ V}$,



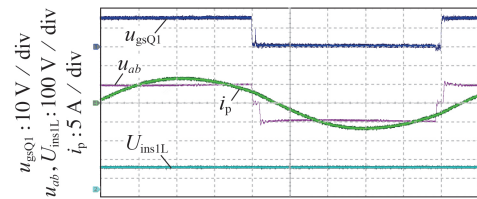
$t: 200 \text{ ms} / \text{div}$

(a) 一倍准恒流投载动态



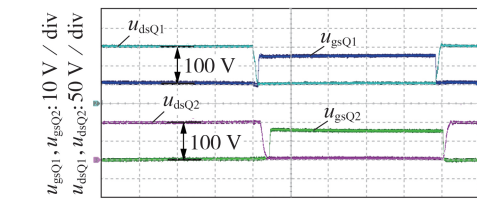
$t: 2 \mu\text{s} / \text{div}$

(b) u_{ab} 三电平输出 ($Q_{\text{max}} = 0.63$)



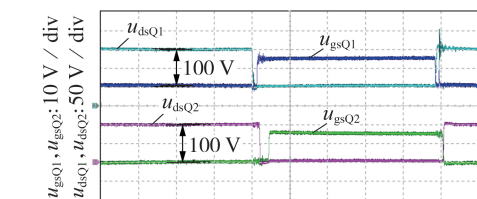
$t: 2 \mu\text{s} / \text{div}$

(c) u_{ab} 三电平输出 ($Q_{\text{min}} = 0.34$)



$t: 2 \mu\text{s} / \text{div}$

(d) 开关管 ZVS ($Q_{\text{max}} = 0.63$)



$t: 2 \mu\text{s} / \text{div}$

(e) 开关管 ZVS ($Q_{\text{min}} = 0.34$)

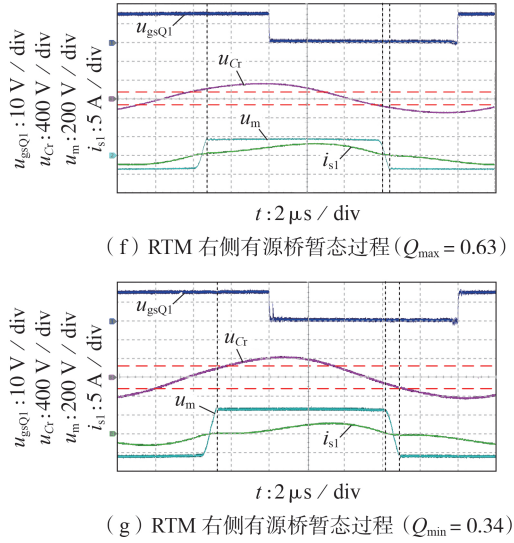


图5 一倍准恒流模式实验波形

Fig.5 Experimental waveforms for one-time QCC mode

$P_{1L} \approx 360$ W。计算出 $H_{1\max} = i_{\text{ins1b}} / (2i_{\text{inp}}) \approx 0.4544$, $H_{1\min} = i_{\text{ins1L}} / (2i_{\text{inp}}) \approx 0.426$, $M_{1\max} = U_{\text{ins1L}} / U_{\text{inp}} \approx 1.2$, $M_{1\min} = U_{\text{ins1b}} / U_{\text{inp}} \approx 0.72$ 。 $H_{1\max} - H_{1\min} \approx 2.84\%$, $M_{1\max} / M_{1\min} \approx 166.7\%$, $|(H_{1\max} - 4/\pi^2) / (4/\pi^2)| \approx 12\%$, $|(H_{1\min} - 4/\pi^2) / (4/\pi^2)| \approx 5\%$ 。由于受实际器件差异影响,准恒流输出精度相比仿真有所下降,但实验结果与仿真结果基本一致,验证了一倍准恒流模式实现了准恒流输出特性。图5(b)中,不同输出工况下,输出 u_{ab} 均为三电平,即 $U_{\text{inp}}/2 = 100$ V、0、 $-U_{\text{inp}}/2 = -100$ V。且 i_p 相位均滞后于 u_{fund} 相位,但 φ 随 Q 减小而减小并导致 $i_p(T_s/2)$ 变大,因而缩短了ZVS换流过程使三电平更加明显,对比图5(c)中ZVS实现效果,可知样机实验进一步验证了3.2节仿真结果。此外,对比图4(b)、(c)与图5(f)、(g),除波形幅值上的差别外,两者具备相同的暂态过程,验证了1.2节理论分析。

同样维持一倍准恒流模式死区,二倍准恒流模式实验结果如附录A图A7所示。图A7(a)中输入端口电压 $U_{\text{inp}}/2 = 100$ V,电流、电压指标与图5(a)基本相同。计算出 $H_{2\max} = 2H_{1\max} \approx 0.9088$, $H_{2\min} = 2H_{1\min} \approx 0.852$, $M_{2\max} = 2M_{1\max} \approx 2.4$, $M_{2\min} = 2M_{1\min} \approx 1.44$ 。 $H_{2\max} - H_{2\min} \approx 5.68\%$, $M_{2\max} / M_{2\min} \approx 166.7\%$, $|(H_{2\max} - 8/\pi^2) / (8/\pi^2)| \approx 12\%$, $|(H_{2\min} - 8/\pi^2) / (8/\pi^2)| \approx 5\%$ 。实验结果与仿真结果也基本一致,验证了二倍准恒流模式也实现了准恒流输出特性。图A7(b)、(c)与图5(b)、(c)基本相同,但各工况下 u_{ab} 三电平更加明显,同时存在电压耦合导致零电平振荡现象。通过对比图A7(d)、(e)与图5(d)、(e)的开关管ZVS实现效果,其中 u_{dsQ1} 、 u_{dsQ2} 均由 $U_{\text{inp}}/2 = 100$ V 降至 $U_{\text{inp}}/4 = 50$ V,表明样机实验中二倍准恒流模式ZVS换流过程短于一倍准恒流模式,由此可验证3.3节相关仿真结果。对比图A5(b)、(c)与图A7(f)、(g)可知,除了波形幅值上的

差别外,两者也具备相同的暂态过程,验证了1.3节理论分析。此外,图A7(h)、(i)证明 u_{ab} 由 u_{ao} 耦合 u_{mo} 形成,同时也叠加了部分 TX_p 电压耦合振荡。而图A7(j)、(k)中 $i_p = i_{\text{TXp}}$,则证明 TX_p 箝位作用实现各桥臂自均流,意味着LABA开关管ZVS实现情况可直接参考LMBA。

4.3 样机效率分析

作出一倍、二倍准恒流模式在输出工况 $R_{L\min} = 90 \Omega (Q_{\max} = 0.63) \sim R_{L\max} = 163.6 \Omega (Q_{\min} = 0.34)$ 范围的准恒流、效率 η_p 曲线,如图6所示。

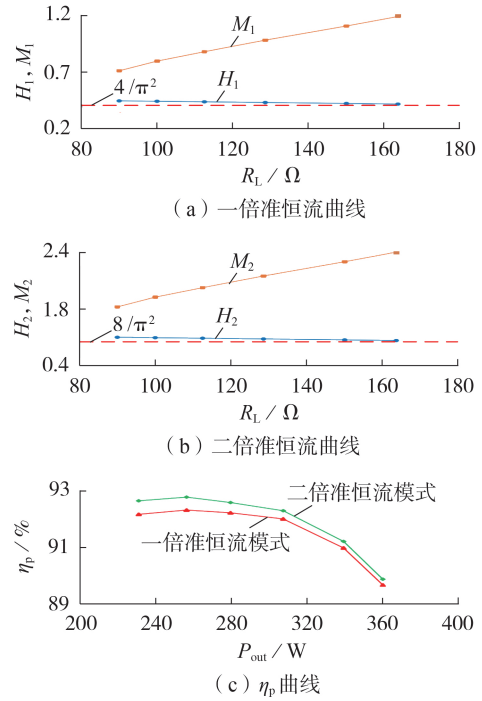


图6 样机准恒流、效率曲线

Fig.6 QCC and efficiency curves of prototype

图6(a)、(b)显示,在筛选出的输出工况范围内,随着负载电阻 R_L 增大,2种模式下 H_1 和 H_2 均分别维持在自然恒流增益点 ($4/\pi^2$ 和 $8/\pi^2$) 附近,而 M_1 和 M_2 均持续增大,也表明可实现动态准恒流输出特性。另对比2种模式开关暂态差异,并分析损耗组成,可以发现一倍准恒流模式相较于二倍准恒流模式不存在 TX_p 原边绕组铜损,但由于各开关管具有更高的 u_{ds} ,关断损耗明显增大,而本次样机设计功率较小,运行频率较高,因此关断损耗将会大于绕组铜损,并最终导致图6(c)中二倍准恒流模式的 η_p 优于一倍准恒流模式。此外,已知 Q 越小则 φ 越小, θ 越大,也即增大 η 会减小 η_p ,将所得参数值 $f_n = 1.1$ 和 $Q_{\min} = 0.34$ 代入式(9)、(12)、(13),求得理论上的 η_p 最小值 $\eta_{p\min} = 90.36\%$,而图6(c)显示2种模式在所设计输出工况下 η_p 最小值均接近 $\eta_{p\min}$,由此验证了2.3节中所设计的无功功率限制条件。

5 结论

本文提出一种新型双向倍流LCL-T谐振变换器,在3L-CNPC有源桥中,通过耦合变压器级联各子桥臂交流侧,据此设计不同调制方式控制谐振腔输入电压以建立一倍、二倍准恒流模式,使变换器具备可倍增电流增益的准恒流输出特性。

1)通过分析各模式开关暂态中电流路径,可视为一侧有源桥为全桥整流电路,并通过基波分析法建立等效运算电路;

2)为实现双向功率传输特性一致,利用等效运算电路,分析无功功率控制和实现开关管ZVS限制条件;

3)基于各限制条件,设计满足给定准恒流输出精度的输出工况筛选算法,并通过仿真与实验证明了所提新型变换器能够在筛选出的输出工况下,实现给定精度内的准恒流输出及各桥臂自均流。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] KHALIGH A, D'ANTONIO M. Global trends in high-power on-board chargers for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(4): 3306-3324.
- [2] WANG X, LIU Y, QIAN W, et al. A 25 kW SiC universal power converter building block for G2V, V2G, and V2L Applications[C]//2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC). Shenzhen, China: IEEE, 2018: 1-6.
- [3] MAHURE P, KESHRI R K, ABHYANKAR R, et al. Bidirectional conductive charging of electric vehicles for V2V energy exchange[C]//46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON). Singapore: IEEE, 2020: 2011-2016.
- [4] MUSAVI F, CRACIUN M, GAUTAM D S, et al. An LLC resonant DC-DC converter for wide output voltage range battery charging applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5437-5445.
- [5] 冯兴田, 王世豪, 周广睿, 等. 基于移相控制的三相交错并联LLC谐振变换器均流控制策略[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(12): 166-171.
FENG Xingtian, WANG Shihao, ZHOU Guangrui, et al. Current sharing control strategy of three-phase interleaved parallel LLC resonant converter based on phase-shifting control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(12): 166-171.
- [6] QU X, HAN H, WONG S, et al. Hybrid IPT topologies with constant current or constant voltage output for battery charging applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6329-6337.
- [7] MISHIMA T, MIZUTANI H, NAKAOKA M. A sensitivity-improved PFM LLC resonant full-bridge DC-DC converter with LC antiresonant circuitry[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 310-324.
- [8] AWASTHI A, BAGAWADE S, JAIN P K. Analysis of a hybrid variable-frequency-duty-cycle-modulated low-Q LLC resonant converter for improving the light-load efficiency for a wide input voltage range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 8476-8493.
- [9] HU H, FANG X, CHEN F, et al. A modified high-efficiency LLC converter with two transformers for wide input-voltage range applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1946-1960.
- [10] DE OLIVEIRA E F, ZACHARIAS P. Comprehensive mode analysis and optimal design methodology of a bidirectional CLLC resonant converter for E-vehicles applications[C]//2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (ECCE). Genova, Italy: IEEE, 2019: 1-10.
- [11] BORAGE M, TIWARI S, KOTAIAH S. Analysis and design of an LCL-T resonant converter as a constant-current power supply[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(6): 1547-1554.
- [12] 罗全明, 支树播, 蒋德高, 等. 一种高可靠无源恒流LED驱动电源[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(4): 58-62.
LUO Quanming, ZHI Shubo, JIANG Degao, et al. Passive constant-current LED driver with high reliability[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(4): 58-62.
- [13] HAO H, COVIC G A, BOYS J T. An approximate dynamic model of LCL-T-based inductive power transfer power supplies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(10): 5554-5567.
- [14] 何青青, 罗全明, 曹驰, 等. 一种模块化开环多路谐振恒流LED驱动电源[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(22): 6688-6697.
HE Qingqing, LUO Quanming, CAO Chi, et al. A modular open-loop multi-channel resonant constant-current LED driver[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(22): 6688-6697.
- [15] KHATUA M, KUMAR A, YOUSEFZADEH V, et al. High-performance megahertz-frequency resonant DC-DC converter for automotive LED driver applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10396-10412.
- [16] 马皓, 俞宏霞, 严颖怡. 电流源型LCL谐振式变换器的研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(9): 28-34.
MAO Hao, YU Hongxia, YAN Yingyi. Investigation on LCL resonant converter as current source[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(9): 28-34.
- [17] TWINAME R P, THRIMAWITHANA D J, MADAWALA U K, et al. A new resonant bidirectional DC-DC converter topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(9): 4733-4740.
- [18] SAHA T, BAGCHI A C, ZANE R A. Analysis and design of an LCL-T resonant DC-DC converter for underwater power supply[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 6725-6737.
- [19] 伍文俊, 魏选, 王文轩, 等. NPC三电平双PWM变换器直流母线电流的重构[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(10): 130-135.
WU Wenjun, WEI Xuan, WANG Wenxuan, et al. Reconfiguration of DC bus current for three-level NPC dual-PWM converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(10): 130-135.
- [20] LEE I, MOON G. Analysis and design of a three-level LLC series resonant converter for high and wide input voltage applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(6): 2966-2979.

作者简介:



张钟艺

张钟艺(1993—),男,博士研究生,主要研究方向为电力电子功率变换器及相关控制技术(E-mail: 1716532149@qq.com);

金涛(1976—),男,教授,博士研究生导师,主要研究方向为智能电网相关技术及新能源电力电子技术等(E-mail: jintly@fzu.edu.cn)。

(编辑 李莉)

(下转第111页 continued on page 111)

- [23] 陈强,章心因,吕干云. 孤岛微电网逆变器不平衡负载下的控制策略[J]. 电力自动化设备,2021,41(2):124-130.
CHEN Qiang,ZHANG Xinyin,LÜ Ganyun. Control strategy of inverter for islanded microgrid with unbalanced load[J]. Electric Power Automation Equipment,2021,41(2):124-130.

作者简介:

刘平(1983—),男,副教授,博士,主要研究方向为电动汽车驱动系统及其控制(E-mail:pingliu@hnu.edu.cn);



刘平

刘美琦(1997—),女,硕士研究生,主要研究方向为逆变器及其控制(E-mail:mq0305@hnu.edu.cn);

苗轶如(1988—),男,博士,通信作者,主要研究方向为电流源逆变器拓扑结构及其控制策略(E-mail:miaoyiru@cqu.edu.cn)。

(编辑 李莉)

Characteristic analysis and control of LCC-based three-phase four-wire inverter

LIU Ping^{1,2}, LIU Meiqi¹, MIAO Yiru¹, LIU Tao¹, LI Shanhu², HUANG Shoudao¹

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China;

2. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

Abstract: There are some problems in traditional three-phase four-wire inverters, such as complex topology and control, large volume caused by industrial frequency transformers and so on. Taking a simple three-phase four-wire inverter based on LCC network as the research object, the construction principle and working characteristics are deeply analyzed. The output voltage of each phase is independent of loads, so it has the function of output voltage self-balancing under a variety of unbalanced loads. The gain of LCC network can also improve the utilization of DC bus voltage and meet the application requirements in the field of electrified transportation. The parameter design flow of LCC network is given. Aiming at the complex coupling relationship in LCC network, the decoupling control method based on the combination of double order $\alpha\beta$ coordinate system and single sequence dq coordinate system is adopted and simulated by computer. A 1 kW / 105 V principle experimental platform is established. Compared with four typical three-phase four-wire inverters, the results verify the correctness of theoretical analysis and the effectiveness of the proposed control method.

Key words: unbalanced loads; LCC network; electric inverters; electrified transportation; double sequence decoupling control

(上接第103页 continued from page 103)

Novel bidirectional three-level double-current LCL-T resonant DC converter

ZHANG Zhongyi^{1,2}, JIN Tao^{1,2}, XIAO Xiaosen¹, DAI Xiangyang¹, WU Weixin¹

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China;

2. Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

Abstract: For the popularization of constant-current charging methods for energy storage batteries, aiming at the problem that the conventional voltage source direct current (DC) converter hasn't natural constant-current output in the bidirectional on-board charger, a novel bidirectional three-level double-current LCL-T resonant DC converter is proposed by combining the LCL-T resonance with the three-level cascaded neutral-point clamp active bridge. Due to the special pattern of cascading by the coupling transformers, each sub-arm of the active bridge can work independently or in parallel. Based on this, different modulation methods can be designed to control the input voltage of the resonant tank, and establish one-time and two-time quasi-constant-current (QCC) modes. Furthermore, the symmetrical design of the resonant tank parameters is used to achieve unified bidirectional power transmission characteristics, and a LCL-T resonant QCC output controlled by normalized frequency f_n and quality factor Q is researched. Considering the reactive power control and realizing zero-voltage switching of switches, the filtering algorithm of output condition that satisfies the restricted given QCC output accuracy is designed. Finally, the simulation platform and experimental prototype are established to prove that the proposed converter can achieve the QCC output within a restricted given accuracy in each mode.

Key words: bidirectional on-board charger; LCL-T resonance; electric converters; three-level cascaded neutral-point clamp active bridge; quasi-constant-current output; filtering algorithm

附录 A

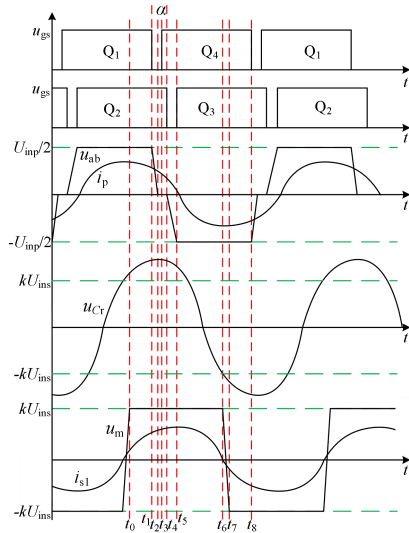
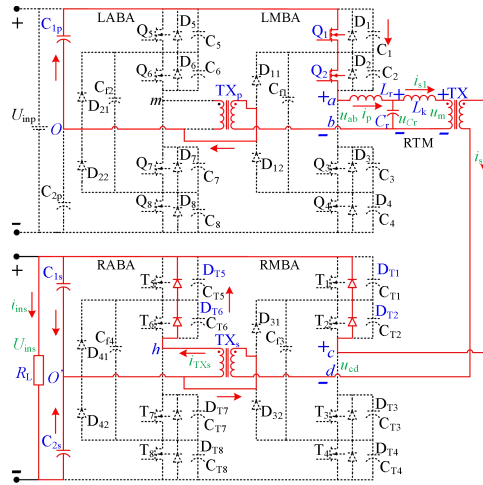
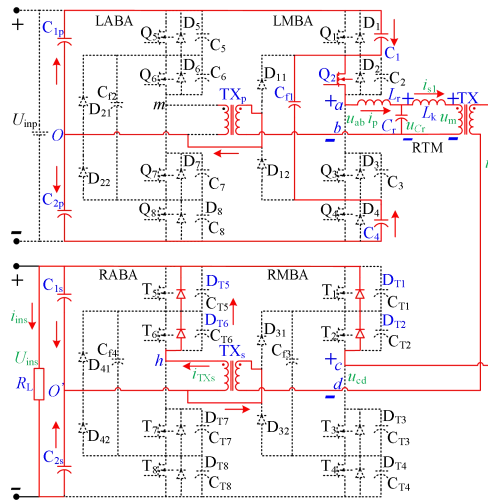


图 A1 一倍准恒流模式关键波形图

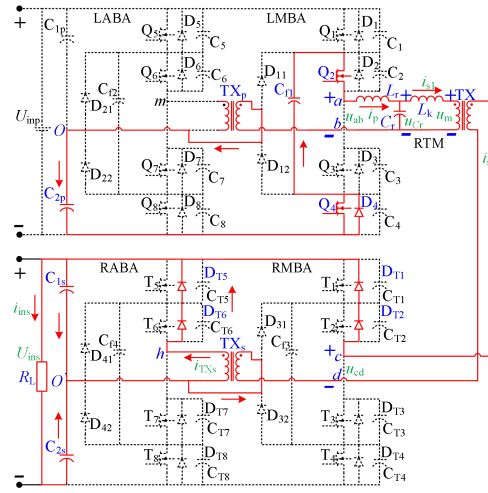
Fig.A1 Key waveforms for once QCC mode



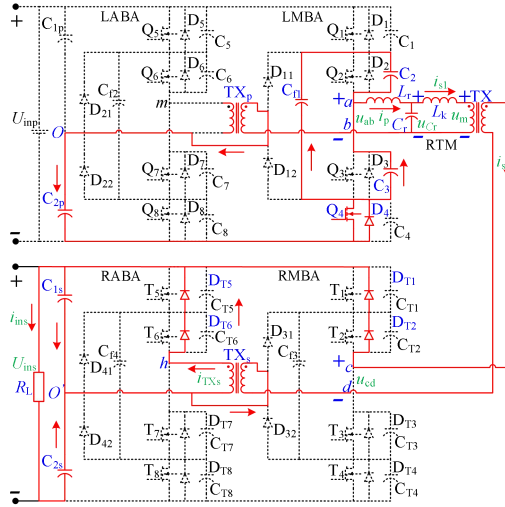
(a) 开关模式 0([t₀, t₁))



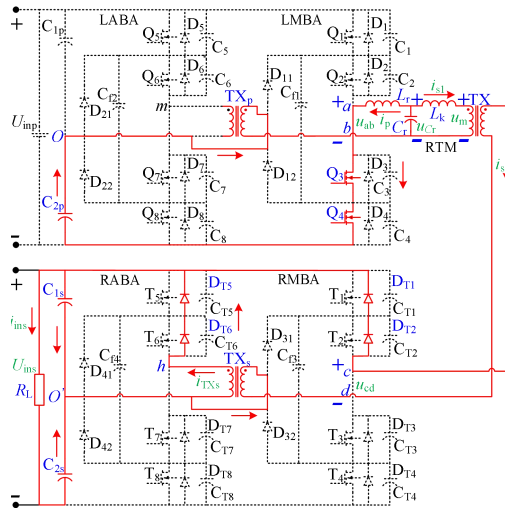
(b) 开关模式 1([t₁, t₂))



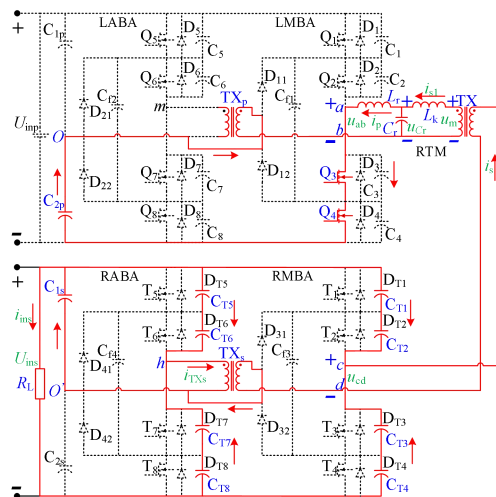
(c) 开关模式 2($[t_2, t_4]$)



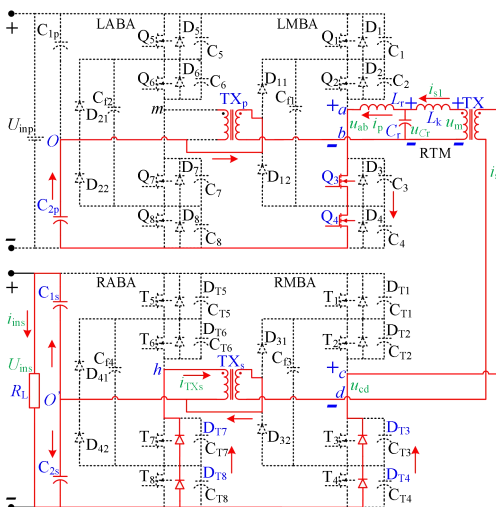
(d) 开关模式 3($[t_4, t_5]$)



(e) 开关模式 4($[t_5, t_6]$)



(f) 开关模式 5($[t_6, t_7]$)



(g) 开关模式 6($[t_7, t_8]$)

图 A2 一倍准恒流模式下各开关模式电路图

Fig.A2 Operation states under one-time QCC mode

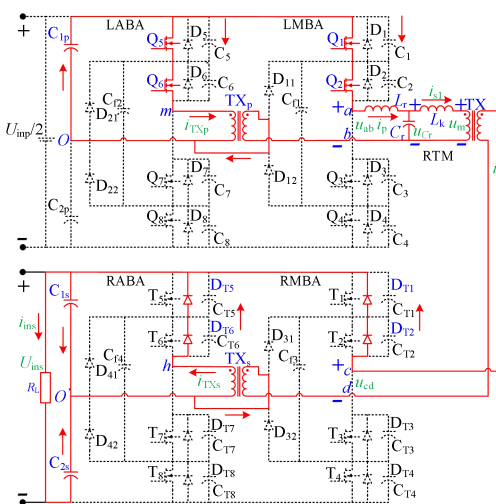


图 A3 二倍准恒流模式下开关模式 0($[t_0, t_1]$)

Fig.A3 Operation state 0 ($[t_0, t_1]$) of two-time QCC mode

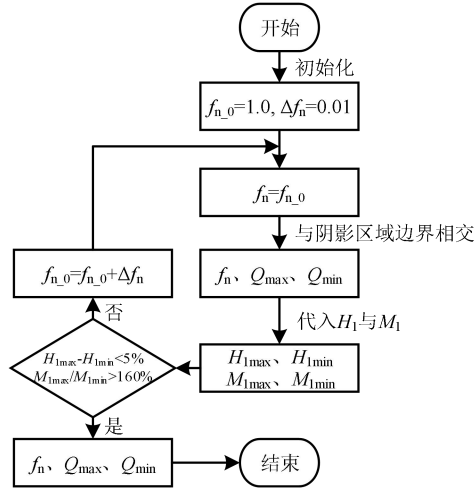


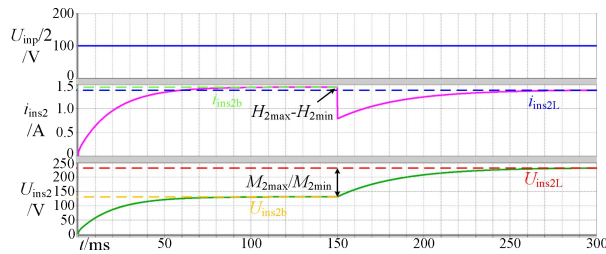
图 A4 输出工况筛选算法流程图

Fig.A4 Flowchart of filtering algorithm for output load

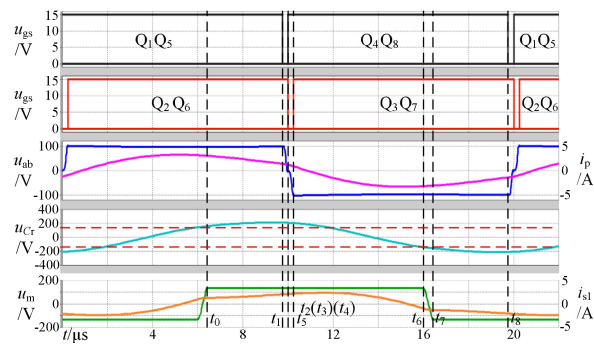
表 A1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

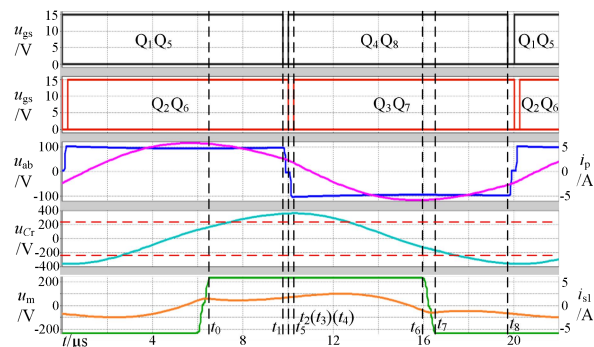
仿真参数	数值或型号
额定输入电流、电压	$i_{inp}=1.76\text{ A}$, $U_{inp}=200\text{ V}$
一倍准恒流模式	
额定输出电流	$i_{ins1L}=2i_{inp}\times 4/\pi^2=1.427\text{ A}$
额定功率	$P_{1L}=i_{ins1L}^2 R_{Lmax}=340.2\text{ W}$
二倍准恒流模式	
额定输入电流与电压	$i_{inp}=1.76\text{ A}$; $U_{inp}/2=100\text{ V}$
额定输出电流	$i_{ins2L}=i_{inp}\times 8/\pi^2=1.427\text{ A}$
额定功率	$P_{2L}=i_{ins2L}^2 R_{Lmax}=340.2\text{ W}$
分压电容 C_{1p} 、 C_{2p} 、 C_{1s} 、 C_{2s}	940 μF
耦合变压器 TX_p 、 TX_s 电感值	1.5 mH : 1.5 mH
隔离变压器 TX 电感值	1.5 mH : 1.5 mH
开关管 Q_1 — Q_8 、 T_1 — T_8	IRF460
箝位二极管 D_{j1} 、 $D_{j2}(j=1,2,3,4)$	Power diode
飞跨电容 C_{f1} — C_{f4}	0.2 μF



(a) 输入电压 $U_{inp}/2$ 、输出电流 i_{ins2} 、输出电压 U_{ins2}



(b) $R_{Lmin}=90.16\Omega(Q_{max}=0.63)$



(c) $R_{Lmax}=167.06\Omega(Q_{min}=0.34)$

图 A5 二倍准恒流模式仿真波形

Fig.A5 Simulative waveforms for two-time QCC mode

表 A2 样机器件

Table 2 Components of prototype

器件	规格选型
开关管 $Q_1\text{---}Q_8$ 、 $T_1\text{---}T_8$	IMW65R107M1H(650V/20A)
箝位二极管 D_{j1} 、 $D_{j2}(j=1,2,3,4)$	APT30DQ60BG(600V/30A)
数字信号处理器	TI TMS320F28379D
变压器 TX_p 、 TX_s 、 TX 磁芯	Ferrite EE55/EE65
L_r 、 L_k 磁芯	Ferrite EE42
C_r	CBB 2000V
飞跨电容 $C_{f1}\text{---}C_{f4}$	CBB 630V
分压电容 C_{1p} 、 C_{2p} 、 C_{1s} 、 C_{2s}	ECAP 500V

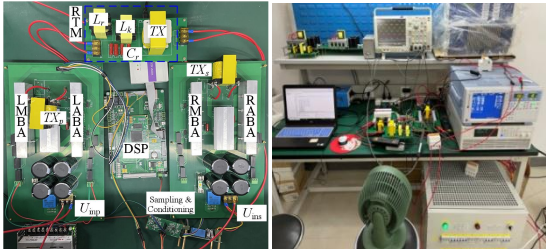
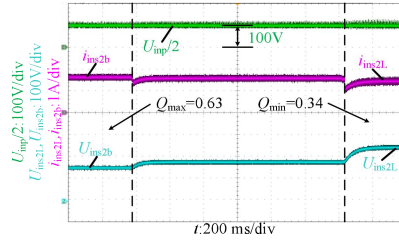
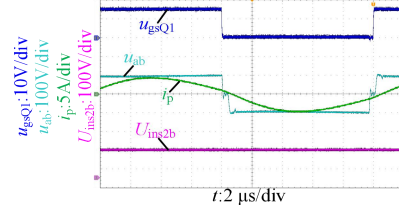


图 A6 样机实物与实验平台

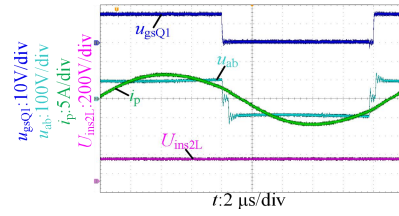
Fig.A6 Prototype and experimental platform



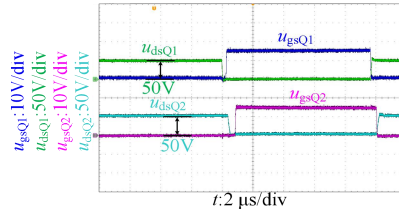
(a) 二倍准恒流投载动态



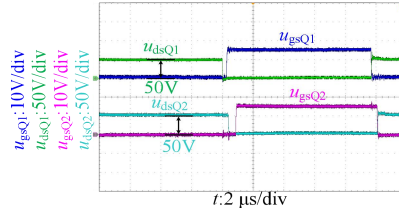
(b) u_{ab} 三电平输出($Q_{max}=0.63$)



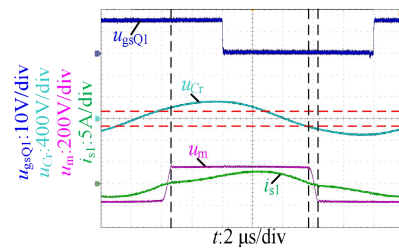
(c) u_{ab} 三电平输出($Q_{min}=0.34$)



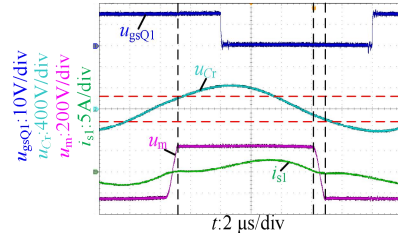
(d) 开关管 ZVS($Q_{max}=0.63$)



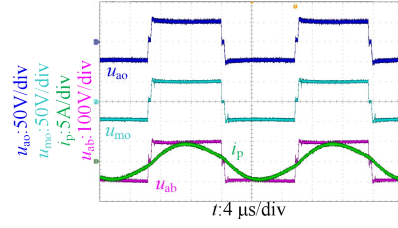
(e) 开关管 ZVS($Q_{min}=0.34$)



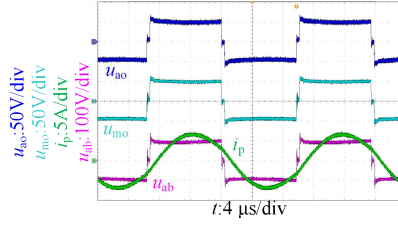
(f) RTM 右侧有源桥暂态过程($Q_{max}=0.63$)



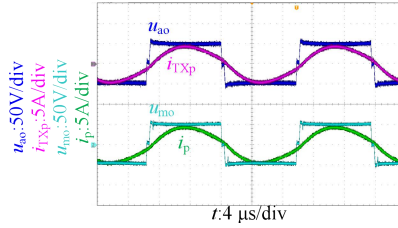
(g) RTM 右侧有源桥暂态过程($Q_{\min}=0.34$)



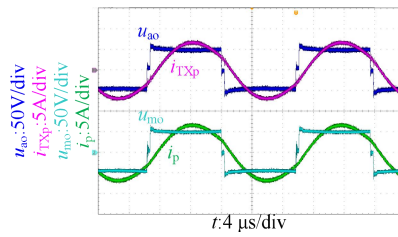
(h) TX_p 电压耦合($Q_{\max}=0.63$)



(i) TX_p 电压耦合($Q_{\min}=0.34$)



(j) 自均流($Q_{\max}=0.63$)



(k) 自均流($Q_{\min}=0.34$)

图 A7 二倍准恒流模式实验波形

Fig.A7 Experimental waveforms for two-time QCC mode