DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.8.12　　**中图分类号**：TM46　　**文献标志码**：A

一种高效率的 ZVZCS 开关电容变换器

宋伟波[1,2](中国电源学会学生会员)，张 哲[1,2]
(1.河北工业大学电气工程学院，天津 300401；2.省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室(河北工业大学)，天津 300401)

摘要：针对传统零电流开关 ZCS(zero current switching)的开关电容变换器 SCC(switched capacitor converters)的硬开关问题，提出了 1 种基于 LC 辅助网络的零电压电流开关 ZVZCS(zero voltage and zero current switching)DC-DC SCC，使得所有功率开关均可实现全范围的零电压开关 ZVS(zero voltage switching)，并且在一定条件下可以同时实现 ZVS 和 ZCS，大大减小了开关损耗。在此基础上，深入研究了死区时间对变换器的影响，揭示了不同负载条件下的死区时间选取与变换器损耗分布之间的定量关系，进而提出了基于死区时间的辅助网络关键参数的设计方法。最后，基于所提出的 ZVZCS 开关电容变换器，搭建了 24 V DC-12 V DC、100 W 的实验样机，实现了 99.07%的峰值效率，验证了理论分析的正确性。

关键词：开关电容；谐振；零电流开关；零电压开关；死区时间

ZVZCS Switched Capacitor Converter with High Efficiency

SONG Weibo[1,2], *Student Member*, *CPSS* , ZHANG Zhe[1,2]
(1. School of Electrical Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300401, China; 2. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment (Hebei University of Technology), Tianjin 300401, China)

Abstract: Aimed at the hard-switching issues associated with the traditional zero current switching (ZCS) switched capacitor converters (SCCs), a zero voltage and zero current switching (ZVZCS) DC-DC SCC based on an LC auxiliary network is proposed, which can achieve zero voltage switching (ZVS) for all switches throughout the entire operating range. Under certain conditions, it can also simultaneously achieve both the ZVS and ZCS, significantly reducing the switching losses. On this basis, an in-depth investigation into the impact of dead time on converters is conducted, revealing a quantitative relationship between dead time selection under different load conditions and converter loss distribution. Subsequently, a design methodology for key parameters of auxiliary networks based on dead time is put forward. Finally, based on the proposed ZVZCS SCC, a 24 V DC-12 V DC experimental prototype with 100 W was constructed with a peak efficiency of 99.07%, thus validating the correctness of the theoretical analysis.

Keywords: Switched capacitor; resonant; zero current switching (ZCS); zero voltage switching (ZVS); dead time

随着变换器集成化、小型化和轻量化的不断发展，传统的以电感等磁元件为储能元件的变换器的弊端不断显现，由于电感、变压器的体积很难做到更小，变换器就难以集成，限制了变换器功率密度的进一步提升[1-4]。开关电容变换器 SCC(switched capacitor converters)以电容作为储能元件[5-8]，取代了传统的磁元件储能，相较于传统的以磁元件为储能元件的变换器，SCC 具有体积小、重量轻、功率密度大等优点[9-10]。

SCC 早期一般用于功率较低的场合，因为当 2 个电容之间的低阻抗开关闭合时，电容之间的电压不匹配，从而进行瞬间充放电，导致较大的尖峰电流，造成能量损失[11]。为了解决这个问题，文献[12]

收稿日期：2023-12-28；**修回日期**：2024-02-13；**录用日期**：2024-03-10；**网络首发日期**：2024-04-26
基金项目：省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室(河北工业大学)开放课题基金资助项目(EERI_KF 2022004)
This work is supported by State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment (Hebei University of Technology) under the grant EERI_KF2022004

在开关电容电路中引入 1 个较小的电感，构成谐振腔，可以实现对电容的软充电，同时也可以实现零电流开关 ZCS(zero current switching)，大大降低了开关损耗。对文献[12]中的基本谐振电路进行扩展，可以得到一类 ZCS SCC[13-14]。这类 ZCS SCC 在理想情况下可以实现软开关和对电容的软充电，但实际上，在前一状态开关关断时，由于开关等效输出电容上的电荷无法在死区时间内完成交换，因此在下一状态的开关打开时会产生寄生振荡，造成能量损失和电磁干扰[15-16]。文献[17-18]在 ZCS SCC 的基础上，通过引入辅助网络实现了开关的零电压开通，但是开关关断仍为硬关断。

为了解决硬开关问题，本文提出了 1 种基于 LC 辅助网络的零电压电流开关 ZVZCS(zero voltage and zero current switching)DC-DC SCC，在一定条件下可以同时实现 ZCS 和零电压开关 ZVS(zero voltage switching)。通过对所提出的变换器的工作过程和软开关原理进行研究，给出了辅助网络参数的设计依据。此外，文中分析了变换器各支路的有效值的均方根 RMS(root mean square)电流，并评估了死区时间对 RMS 电流的影响。基于对 RMS 电流的分析，可以得到不同死区时间对 ZCS 条件以及变换器损耗的影响。通过对比，提出了不同负载条件下变换器死区时间及其对应的辅助网络电感参数的设计依据。最后，搭建了 1 个 24 V DC-12 V DC 的实验样机，对比了 3 种不同死区时间的设计，给出了不同负载范围内最优的辅助网络电感参数及其对应的死区时间。

1　所提出的 ZVZCS SCC

1.1　拓扑结构和工作原理

如图 1 所示，在 Q_1 两端并联 1 个 LC 辅助网络即可得到所提出的 ZVZCS SCC，其可以分为 4 个模态，如图 2 所示。

模态 1$(0, t_1)$：如图 3(a)所示，此时 Q_1、Q_3 开通，辅助网络中电感 L_1 的电流 i_{L_1} 在 C_1、L_1 和 Q_1 组成的回路中流动。谐振电感 L 的电流 i_L 由输入端流经 Q_1、C、L 到输出端，Q_1 的电流 $i_{Q_1}=i_L-i_{L_1}$，

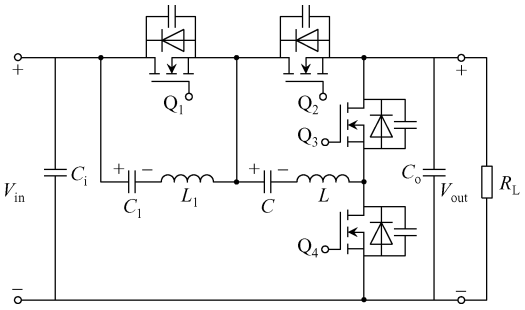


图 1　所提出的 ZVZCS SCC

Fig. 1 Proposed ZVZCS SCC

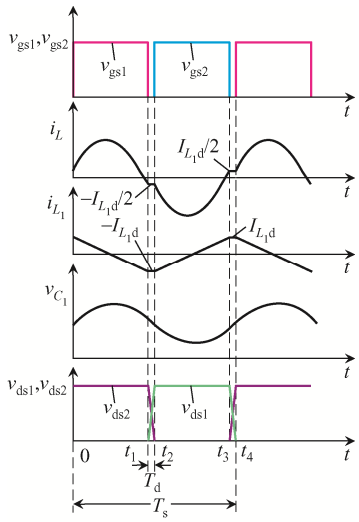
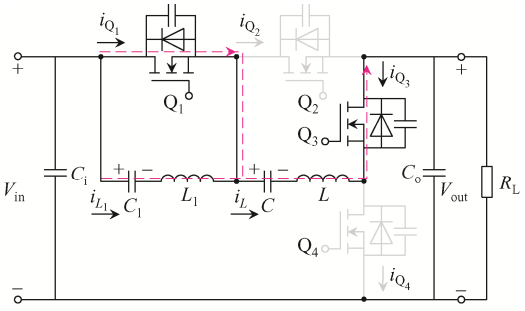
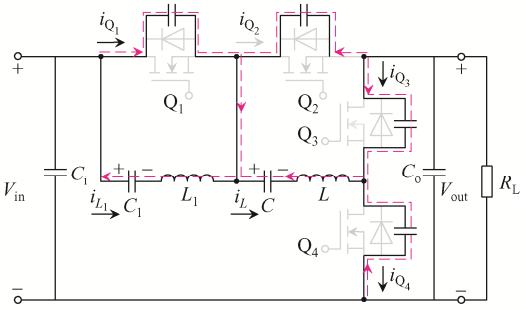


图 2　所提出的 ZVZCS SCC 的主要波形

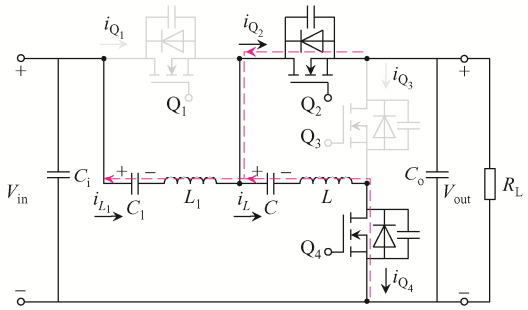
Fig. 2 Main waveforms of proposed ZVZCS SCC



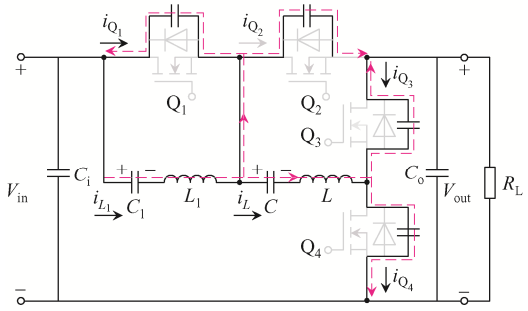
(a)模态1



(b)模态2



(c)模态3



(d)模态4

图 3 所提出的 ZVZCS SCC 各模态的开关状态

Fig. 3 Switching state of proposed ZVZCS SCC in each mode

Q_3 的电流 $i_{Q_3}=-i_L$。i_{L_1} 从峰值逐渐减小到谷值，i_L 正向谐振，谐振角频率为 $\omega_r=1/\sqrt{LC}$，初始值为 i_{L_1} 在死区时间的一半，记为 $I_{L_1\mathrm{d}}/2$。

模态 2(t_1, t_2)：如图 3(b)所示，t_1 时刻电路开始进入死区，i_{L_1} 基本不变，L_1、C_1 支路作为等效恒流源，对开关 Q_1、Q_3 的输出电容 C_{oss1}、C_{oss3} 充电，对开关 Q_2、Q_4 的输出电容 C_{oss2}、C_{oss4} 放电，实现了 Q_2、Q_4 的零电压开通。在此期间 $i_{Q_1}=i_{Q_3}=I_{L_1\mathrm{d}}/4$，若该值相较于开关 Q_1、Q_3 的 RMS 电流值足够小，则可认为实现了 Q_1、Q_3 的零电流关断。

模态 3(t_2, t_3)：如图 3(c)所示，此时 Q_2、Q_4 开通，i_{L_1} 由输入端流经 C_1、L_1、Q_2 到输出端。i_L 在 Q_4、L、C、Q_2 和输出组成的回路中流动，Q_2 的电流 $i_{Q_2}=i_{L_1}-i_L$，Q_4 的电流 $i_{Q_4}=i_L$。i_{L_1} 从谷值逐渐增加到峰值，i_L 反向谐振，谐振角频率仍为 $\omega_r=1/\sqrt{LC}$，初始值为 $-I_{L_1\mathrm{d}}/2$。

模态 4(t_3, t_4)：如图 3(d)所示，t_3 时刻电路开始进入死区，i_{L_1} 基本不变，L_1、C_1 支路作为等效恒流源，对开关 Q_2、Q_4 的输出电容 C_{oss2}、C_{oss4} 充电，对开关 Q_1、Q_3 的输出电容 C_{oss1}、C_{oss3} 放电，实现了 Q_1、Q_3 的零电压开通。在此期间 $i_{Q_2}=i_{Q_4}=I_{L_1\mathrm{d}}/4$，若该值相较于开关 Q_2、Q_4 的 RMS 电流值足够小，则可认为实现了 Q_2、Q_4 的零电流关断。

1.2 辅助网络的参数设计

1.2.1 电感设计

通过对所提出的 ZVZCS SCC 工作过程的分析，忽略纹波，可以得到辅助电感 L_1 的电压在模态 1 中为 $v_{L_1}=V_{in}/4$（V_{in} 为输入电压），在模态 3 中为 $v_{L_1}=-V_{in}/4$，故死区时间内 L_1 的电流为

$$I_{L_1\mathrm{d}}=\frac{V_{in}}{16L_1f_r} \tag{1}$$

式中，f_r 为谐振频率，$f_r=\omega_r/(2\pi)$。设死区时间为 T_d，为了保证能在死区时间内完成对开关的输出电容充放电，即 ZVS，若给定 Q_{tot} 为图 3 中 4 个开关的输出电荷总和，则应满足

$$I_{L_1\mathrm{d}}\geqslant\frac{Q_{tot}}{T_d} \tag{2}$$

对于给定的死区时间，如果式(2)的右侧小于左侧，辅助网络就会在死区时间结束之前完成对开关输出电容的充放电。以模态 2 为例，Q_2、Q_4 的体二极管会导通，电路将过渡到模态 3。在此期间，i_{Q_2} 逐渐减小并反向增大，直到体二极管关断，电路无法正常换相，产生电压振荡。在 LTspice 中对该情况进行仿真，可以得到图 4 所示 Q_1 的漏源电压 v_{ds1} 和 Q_2 的漏源电压 v_{ds2} 的波形。

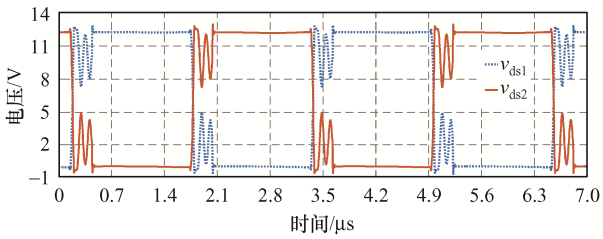


图 4 在 LTspice 中仿真换相失败时的电压振荡(V_{in} = 24 V，Q_{tot} = 120 nC，T_r = 2.6 μs，T_d = 300 ns，L_1 = 1.67 μH)

Fig. 4 Voltage oscillation simulated in LTspice when commutation fails (V_{in} = 24 V, Q_{tot} = 120 nC, T_r = 2.6 μs, T_d = 300 ns, L_1 = 1.67 μH)

为了避免振荡，必须对式(2)取等号后代入到式(1)，可以得到

$$L_1=\frac{V_{\text{in}}T_{\text{d}}}{16Q_{\text{tot}}f_{\text{r}}} \tag{3}$$

因此，可以得出当电路的其他参数确定时，辅助网络的电感值对应唯一的死区时间。

1.2.2　电容设计

辅助网络的电容 C_1 主要起到电压钳位的作用，设计方法类似于 Buck 变换器输出滤波电容的求解。如图 2 中 i_{L_1} 和 v_{C_1} 的波形所示，当辅助网络的电流大于 0 时，电容 C_1 正向充电，v_{C_1} 增大；当辅助网络的电流小于 0 时，C_1 反向放电，v_{C_1} 减小。稳态时，v_{C_1} 的增加量等于减小量，记为 Δv_{C_1}，可以得到

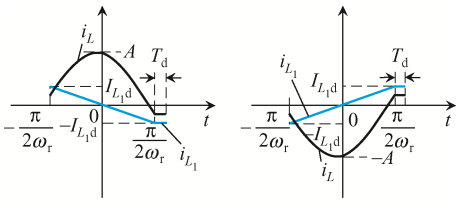
$$\Delta v_{C_1}=\frac{1}{C_1}\int_{\frac{\pi}{2\omega_{\text{r}}}}^{\frac{3\pi}{2\omega_{\text{r}}}+T_{\text{d}}} i_{L_1}(t)\text{d}t=\frac{2\omega_{\text{r}}T_{\text{d}}+\pi}{2\omega_{\text{r}}T_{\text{d}}}\frac{Q_{\text{tot}}}{C_1} \tag{4}$$

根据式(4)结合电压纹波要求，即可选出合适的电容 C_1。

2　死区时间对所提出 ZVZCS SCC 的影响

2.1　死区时间对 RMS 电流的影响

为了方便分析，可以将所提出的 ZVZCS SCC 在 1 个周期 (T_{s}) 内的工作状态分为图 5 所示的 2 个等效阶段的波形。



(a) 阶段1　　(b) 阶段2

图 5　2 个阶段中 i_L、i_{L_1} 的波形

Fig. 5 Waveforms of i_L and i_{L_1} at two stages

图 5 中 A 为 i_L 的幅值，$I_{L_1\text{d}}=Q_{\text{tot}}/T_{\text{d}}$，设阶段 1 中 $-\pi/(2\omega_{\text{r}})\leqslant t\leqslant\pi/(2\omega_{\text{r}})$ 时 $i_{L_1}=-kt$，阶段 2 中 $-\pi/(2\omega_{\text{r}})\leqslant t\leqslant\pi/(2\omega_{\text{r}})$ 时 $i_{L_1}=kt$。并且由式(1)~式(3)可得

$$k=\frac{2Q_{\text{tot}}\omega_{\text{r}}}{\pi T_{\text{d}}} \tag{5}$$

记 $D=T_{\text{d}}/T_{\text{s}}$，则辅助网络的 RMS 电流为

$$I_{L_1}=\frac{Q_{\text{tot}}}{T_{\text{d}}}\sqrt{\frac{1+4D}{3}} \tag{6}$$

阶段 1 和阶段 2 中 i_L 的方程分别为

$$i_L(t)=\begin{cases}A\cos(\omega_{\text{r}}t+\varphi) & -\dfrac{\pi}{2\omega_{\text{r}}}\leqslant t\leqslant\dfrac{\pi}{2\omega_{\text{r}}}\\ -\dfrac{1}{2}I_{L_1\text{d}} & \dfrac{\pi}{2\omega_{\text{r}}}\leqslant t\leqslant\dfrac{\pi}{2\omega_{\text{r}}}+T_{\text{d}}\end{cases} \tag{7}$$

$$i_L(t)=\begin{cases}-A\cos(\omega_{\text{r}}t+\varphi) & -\dfrac{\pi}{2\omega_{\text{r}}}\leqslant t\leqslant\dfrac{\pi}{2\omega_{\text{r}}}\\ \dfrac{1}{2}I_{L_1\text{d}} & \dfrac{\pi}{2\omega_{\text{r}}}\leqslant t\leqslant\dfrac{\pi}{2\omega_{\text{r}}}+T_{\text{d}}\end{cases} \tag{8}$$

式中，$\varphi=\arcsin[I_{L_1\text{d}}/(2A)]$，$0<\varphi<\pi/2$。假设整个过程是无损的，即输出功率等于输入功率，则有

$$\frac{V_{\text{in}}}{T_{\text{s}}}\left\{\int_{-\frac{\pi}{2\omega_{\text{r}}}}^{\frac{\pi}{2\omega_{\text{r}}}}[i_L(t)+kt]\text{d}t+\left(\frac{3}{4}I_{L_1\text{d}}-\frac{3}{4}I_{L_1\text{d}}\right)T_{\text{d}}\right\}=\frac{V_{\text{in}}}{2}I_{\text{o}} \tag{9}$$

可以得到 A 和变换器输出电流 I_{o} 的关系为

$$A=\frac{\sqrt{\pi^2T_{\text{d}}^2I_{\text{o}}^2+Q_{\text{tot}}^2(1-2D)^2}}{2(1-2D)T_{\text{d}}} \tag{10}$$

故 LC 谐振支路的 RMS 电流为

$$I_L=\frac{\sqrt{\pi^2T_{\text{d}}^2I_{\text{o}}^2+Q_{\text{tot}}^2(1-4D^2)}}{2\sqrt{2(1-2D)}T_{\text{d}}} \tag{11}$$

由第 1 节中的分析可知，开关 Q_1、Q_2 和开关 Q_3、Q_4 的电流是不同的。开关 Q_1、Q_2 的 RMS 电流为

$$I_{\text{Q}_1}=I_{\text{Q}_2}=\frac{\sqrt{3\pi^4T_{\text{d}}^2I_{\text{o}}^2+(11\pi^2-96+192D-16\pi^2D)(1-2D)Q_{\text{tot}}^2}}{4\pi\sqrt{3(1-2D)}T_{\text{d}}} \tag{12}$$

开关 Q_3、Q_4 的 RMS 电流为

$$I_{\text{Q}_3}=I_{\text{Q}_4}=\frac{\sqrt{\pi^2T_{\text{d}}^2I_{\text{o}}^2+Q_{\text{tot}}^2(1-2D)}}{4\sqrt{1-2D}T_{\text{d}}} \tag{13}$$

一般开关型号选定之后，电路中的 Q_{tot} 就是定值，当谐振电感电容选定后，谐振频率 f_{r}(对应谐振周期为

T_r)也可以确定。可以看出，辅助网络支路电流只由死区时间决定，并且辅助网络的电感值对应唯一的死区时间；而 LC 谐振支路和开关的 RMS 电流则与死区时间和输出电流有关，具体关系如图 6 所示。

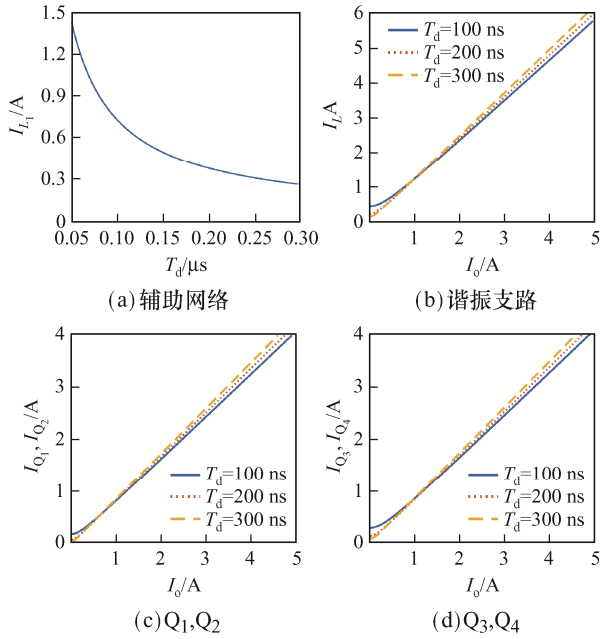


图 6 理论上，Q_{tot} = 120 nC、T_r = 2.6 μs 时变换器各支路的 RMS 电流

Fig. 6 RMS current of branches in the converter when Q_{tot} = 120 nC and T_r = 2.6 μs in theory

从图 6 中可以看出，增大死区时间可以减小辅助网络支路的 RMS 电流。在轻载时，增大死区时间可以减小 LC 谐振支路和开关支路的 RMS 电流应力；随着输出电流的增大，死区时间增大，LC 谐振支路和开关支路的 RMS 电流应力也会增大。

2.2 不同死区时间下的 ZCS 条件

根据 2.1 中对 RMS 电流的分析设定不同的死区时间，所得到的各支路的 RMS 电流均会有变化，并且变化趋势不相同，因此不同死区时间下的 ZCS 条件也是不同的。理想情况下，在死区时间内开关上的电流(即关断电流)大小相等，均为 $I_{L_1 d}/4$。不同死区时间下，开关的关断电流与其电流有效值的比值随负载电流变化的关系如图 7 所示。当开关的关断电流小于其电流有效值的 5%时，则认为实现了 ZCS。

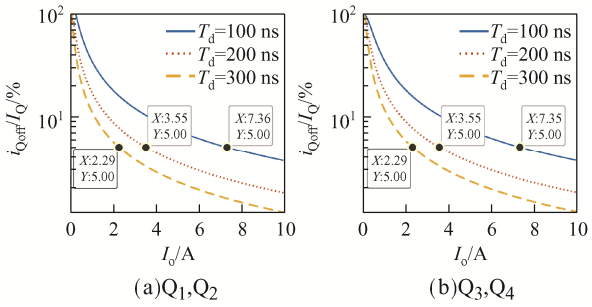


图 7 理论上，Q_{tot} = 120 nC、T_r = 2.6 μs 时开关的关断电流与其 RMS 电流的比值

Fig. 7 Ratio of turn-off current of switches to their RMS current when Q_{tot} = 120 nC and T_r = 2.6 μs in theory

2.3 死区时间的设计依据

由于软开关和软充电的实现，在不考虑驱动损耗的情况下，所提出的 ZVZCS SCC 的损耗主要由导通损耗组成。在对变换器进行设计时，设计不同的死区时间会影响 RMS 电流，从而影响导通损耗。下面将对该影响进行评估，并给出死区时间设计的依据。

定义 $P_{au}=I_{L_1}^2 R_{au}$ 为辅助网络的导通损耗，$P_{LCQ}=2(I_{Q_1}^2+I_{Q_2}^2)R_{ds,on}+I_L^2 R_{re}$ 为谐振支路和开关支路的导通损耗。其中，R_{au} 为辅助网络的交流电阻，$R_{ds,on}$ 为开关的导通电阻，R_{re} 为谐振支路的交流电阻。因此有

$$\Delta P_{au}=P_{au,T_{d2}}-P_{au,T_{d1}} \tag{14}$$

$$\Delta P_{LCQ}=P_{LCQ,T_{d2}}-P_{LCQ,T_{d1}} \tag{15}$$

$$\Delta P=\Delta P_{au}+\Delta P_{LCQ} \tag{16}$$

式中：$P_{au,T_{d1}}$、$P_{au,T_{d2}}$ 和 $P_{LCQ,T_{d1}}$、$P_{LCQ,T_{d2}}$ 分别为死区时间设定在 T_{d1}、T_{d2} 时辅助网络的导通损耗和谐振支路与开关支路的导通损耗；ΔP_{au} 为死区时间设定在 T_{d2} 与 T_{d1} 时辅助网络导通损耗的差值；ΔP_{LCQ} 为死区时间设定在 T_{d2} 与 T_{d1} 时谐振支路与开关支路导通损耗的差值；ΔP 为死区时间设定在 T_{d2} 与 T_{d1} 时总导通损耗的差值。因此，$\Delta P>0$ 代表着将死区时间设定在 T_{d1} 时会有更小的导通损耗，此时 T_{d1} 为更优的死区时间；$\Delta P<0$ 则表示死区时间为 T_{d2} 时有更小的导通损耗，此时 T_{d2} 为更优的死区时间。根据这一依据，就可以在辅助网络和死区时间设计时，结合实际参数进行比较，得出不同负载条件下更好的设计。

3　硬件设计与实验结果

3.1　硬件设计

对于谐振型 SCC，谐振元件包括谐振电感和谐振电容，为了增大功率密度，通常会选择体积较小的陶瓷电容作为谐振电容。为了最小化容差对电路的影响，选用容量基本不随温度、电压、时间的变化而改变的 I 类陶瓷电容作为谐振电容。电路的关键参数和器件见表 1，其中开关频率 f_s 应根据 LC 谐振支路的谐振频率和死区时间的大小进行调整。

表 1　电路的关键参数和器件

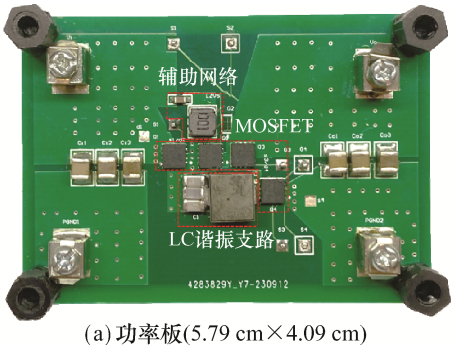
Tab. 1 Key parameters and devices of circuit

参数	数值或型号
输入电压/V	24
输出电压/V	12
谐振电感 L/nH	SLA7050SR07MTT, 72
谐振电容 C/μF	GRM31C5C1E474JE01L, 2.35 (0.47, 5pcs)
辅助电感 L_1/μH	NR4030, 3.3/6.8/10
辅助电容 C_1/μF	GRM188R61E106KA73D, 10
开关管 Q_1~Q_4	BSZ013NE2LS5I, 25 V, 1.3 mΩ
驱动芯片	Infineon 1EDN7550U, PG-TSNP-6

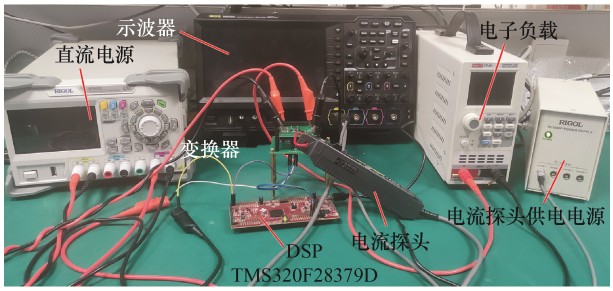
同时，为了减小电路中寄生参数对谐振的影响，器件的布局要尽可能紧凑，并且要保证足够好的散热条件，具体 PCB 功率板布局如图 8(a)所示。最后，搭建了如图 8(b)所示的以 TMS320F28379D 为控制器的样机实验平台。

3.2　实验结果

由于回路和开关中寄生电感的影响，LC 谐振支路的实际谐振周期为 $T_r = 2.6$ μs，稍大于 $2\pi\sqrt{LC}$。为了观察电流波形方便，可以用一段导线来等效替代谐振电感。图 9 为死区时间分别为 100 ns(L_1= 3.3 μH)、200 ns(L_1 = 6.8 μH)和 300 ns(L_1 = 10 μH)时的实验波形。可以看出，在死区时间内，开关的等效输出电容得到了充分的充放电，实现了 ZVS，



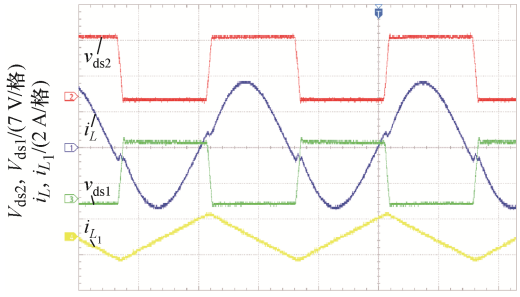
(a) 功率板(5.79 cm×4.09 cm)



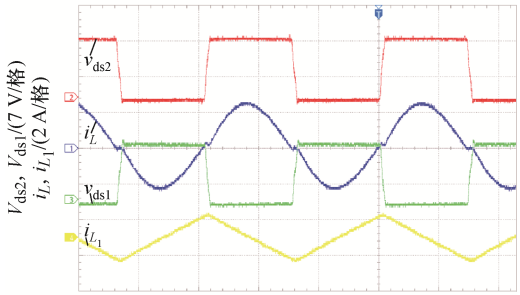
(b) 实验平台

图 8　实验装置

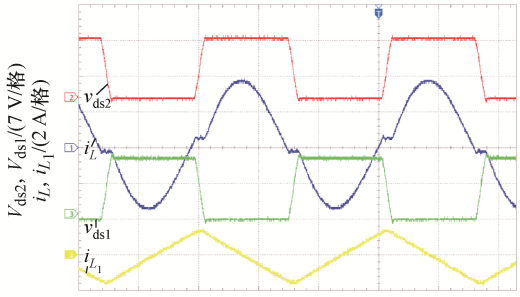
Fig. 8 Experimental setup



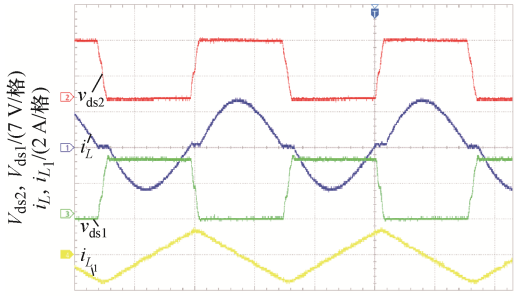
(a) T_d=100 ns，I_o=2 A



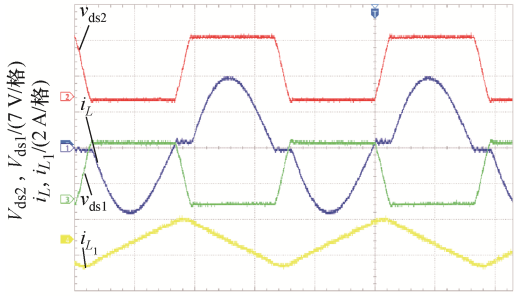
(b) T_d=100 ns，I_o=7 A



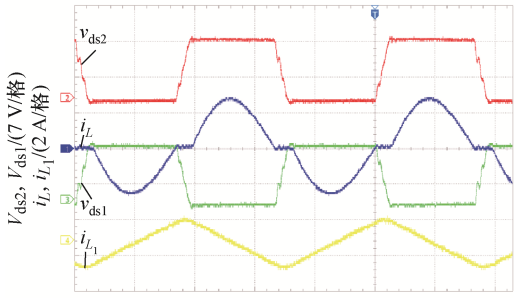
(c) T_d=200 ns，I_o=2 A



(d) T_d=200 ns，I_o=7 A



(e) T_d=300 ns，I_o=2 A



(f) T_d=300 ns，I_o=7 A

图 9 不同死区时间下的实验波形

Fig. 9 Experimental waveforms under different values of dead time

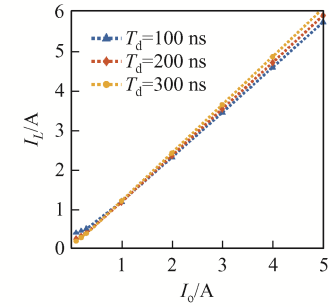
并且随着输出电流的增大，ZCS 也得以实现。

不同死区时间下谐振支路 RMS 电流的测量数据见表 2，将对应的数据在图 10(a)中进行绘制，得到谐振支路的 RMS 电流随输出电流变化的关系。为了更清晰地看出死区时间的影响，图 10(b)给出了 T_d = 300 ns 和 T_d = 100 ns 情况下，I_L 的百分比差值。可以看出，当轻载(0.1 A ≤ I_o ≤ 0.3 A)时，I_L 随着死区时间的增大而减小，I_o = 0.1 A 时，I_L 在 T_d = 300 ns 情况下相较于 T_d = 100 ns 情况减小了 52.38%，与理论值 56.54%接近。当重载(I_o ≥ 2 A)时，I_L 随死区时间的增大而增大，I_o = 5 A 时，I_L 在 T_d = 300 ns 情况下相较于 T_d = 100 ns 情况增大了 6.09%，与理论值 6.63%接近，验证了式(11)的正确性。

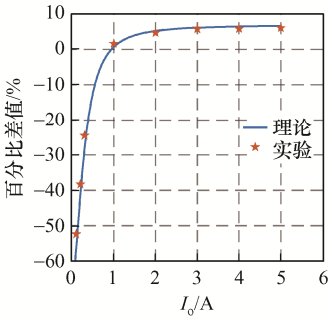
表 2 实验中，Q_{tot} = 120 nC、T_r = 2.6 μs 时 LC 谐振支路的 RMS 电流

Tab. 2 RMS current of LC resonant branch when Q_{tot} = 120 nC and T_r = 2.6 μs in experiment

I_o/A	I_L/A		
	T_d = 100 ns	T_d = 200 ns	T_d = 300 ns
0.1	0.42	0.25	0.20
0.2	0.47	0.32	0.29
0.3	0.53	0.42	0.40
1.0	1.22	1.21	1.24
2.0	2.34	2.38	2.45
3.0	3.47	3.56	3.67
4.0	4.61	4.73	4.88
5.0	5.75	5.92	6.10



(a)谐振支路的RMS电流



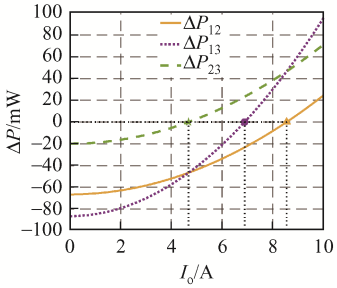
(b)I_L的百分比差值

图 10 实验中，Q_{tot} = 120 nC、T_r = 2.6 μs 时 LC 谐振支路的 RMS 电流

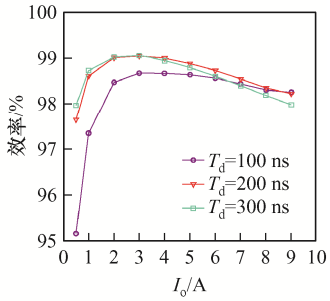
Fig. 10 RMS current of LC resonant branch when Q_{tot} = 120 nC and T_r = 2.6 μs in experiment

图 11(a)为根据 2.3 节中的方法得到的基于本文设计的死区时间的设计依据。其中，ΔP_{12}、ΔP_{13} 及ΔP_{23} 分别对应 T_d = 100 ns 和 T_d = 200 ns、T_d = 100 ns 和 T_d = 300 ns 及 T_d = 200 ns 和 T_d = 300 ns

的更优死区时间设计依据。可以看出，当 $I_o \leqslant$ 4.7 A(满载的 52.22%)时，T_d = 300 ns 是更好的死区时间，因为此时导通损耗更小；当 4.7 A < $I_o \leqslant$ 8.6 A(满载的 95.56%)时，T_d = 200 ns 为三者之间最恰当的死区；当 I_o > 8.6 A 时，则应该将死区时间设为 T_d = 100 ns。



(a)死区时间的设计依据



(b)不同死区时间下的效率

图 11　死区时间的设计依据和不同死区时间下的效率

Fig. 11 Design basis for dead time, and efficiency under different values of dead time

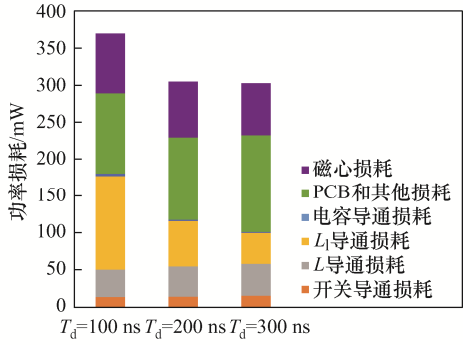
图 11(b)为实验中不同死区设计下变换器的效率曲线，对应的数据见表 3。可以看出，3 种死区时间设计的峰值效率均在 I_o = 3 A 时取到：T_d = 100 ns 时为 98.68%，T_d = 200 ns 时为 99.06%，T_d = 300 ns 时为 99.07%。在 $I_o \leqslant$ 3 A 时，T_d = 300 ns 始终为 3 种设计中的效率最高者；3 A < $I_o \leqslant$ 8 A 时，T_d = 200 ns 始终保持三者中最高的效率；满载时(I_o = 9 A)，T_d = 100 ns 效率最高，达到了 98.26%。验证了理论分析的正确性。

表 3　图 11(b)中对应的数据

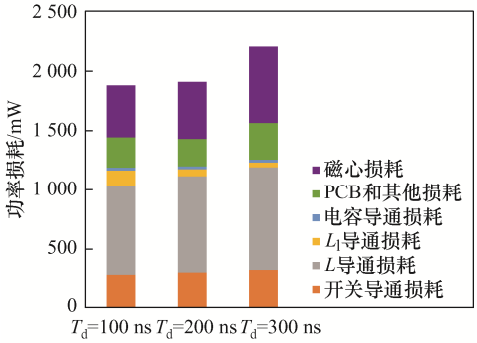
Tab. 3 Data corresponding to Fig. 11 (b)

I_o/A	效率/%		
	T_d = 100 ns	T_d = 200 ns	T_d = 300 ns
0.5	95.16	97.65	97.97
1.0	97.35	98.62	98.74
2.0	98.48	99.02	99.03
3.0	98.68	99.06	99.07
4.0	98.68	99.01	98.95
5.0	98.65	98.89	98.81
6.0	98.57	98.74	98.61
7.0	98.44	98.55	98.40
8.0	98.31	98.35	98.19
9.0	98.26	98.23	97.99

图 12 为变换器在不同设计下的损耗分布，除了导通损耗外，还包括磁心损耗、PCB 和其他损耗。



(a)I_o=2A时的损耗分布



(b)I_o=9A时的损耗分布

图 12　所提出的 ZVZCS SCC 的损耗分布

Fig. 12 Loss distribution of proposed ZVZCS SCC

4　结语

本文提出的基于 LC 辅助网络的 ZVZCS DC-DC SCC 可以在全负载范围内实现所有开关的 ZVS，并在特定条件下同时实现 ZCS 和 ZVS。同时，本文指出了辅助网络电感参数和死区时间的对应关系。通过对死区时间的讨论和变换器损耗的分析，提供了不同负载条件下死区时间及其对应辅助

网络电感参数的设计依据，可以有效指导具体的设计，并获得更高的效率。最后的实验结果充分验证了理论分析的正确性和准确性。

参考文献：

[1] 李洪珠, 程利弘, 魏昕, 等. 耦合电感倍压解耦磁集成高电压增益变换器[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1584-1595.
Li Hongzhu, Cheng Lihong, Wei Xin, et al. Coupled inductance voltage doubling decoupling magnetic integrated high voltage gain converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(6): 1584-1595. (in Chinese)

[2] 周子航, 高祎韩, 刘懿静, 等. 基于平面磁元件的 LLC 变换器相关参数的整体优化设计方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(15): 4820-4829, 4895.
Zhou Zihang, Gao Yihan, Liu Yijing, et al. Parameters global optimization design method for LLC converter with planar magnetic [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(15): 4820-4829, 4895. (in Chinese)

[3] 李伟, 潘尚智, 林子森, 等. 宽输入范围、全范围 ZVS 的高效率 BBLLC-LLC 混合变换器的 DCX 工作模式研究[J]. 电源学报, 2023, 21(5): 1-8.
Li Wei, Pan Shangzhi, Lin Zisen, et al. Research on DCX mode of high-efficiency BBLLC-LLC hybrid converter with wide input range and full range ZVS [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(5): 1-8. (in Chinese)

[4] 王亮, 王春斌, 史宇欣, 等. 基于可变电感的双有源桥隔离 DC/DC 变换器功率控制[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 66-73.
Wang Liang, Wang Chunbin, Shi Yuxin, et al. Power control of dual-active-bridge isolated DC/DC converter based on variable inductance [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 66-73. (in Chinese)

[5] Mak O C, Wong Y C, Ioinovici A. Step-up DC power supply based on a switched-capacitor circuit [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995, 42(1): 90-97.

[6] 曾怡达, 李宝, 唐丽, 等. 一种带开关电容的二次型高增益 Boost 变换器的研究[J]. 电源学报, 2018, 16(1): 8-13.
Zeng Yida, Li Bao, Tang Li, et al. Research on quadratic high-gain Boost converter with a switched-capacitor [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(1): 8-13. (in Chinese)

[7] Sun R Y, Webb S, Liu Yanfei. Flying capacitor design considerations for a 48-to-12 V, 35 A split-phase dickson SC converter [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2020, 6(4): 28-41.

[8] He Liangzong, Xu Xinyong. High efficiency mechanism analysis of resonant switched-capacitor converter [J]. IEEE Access, 2020, 8: 217306-217316.

[9] 谢文浩. 高功率密度全范围调压的谐振开关电容变换器研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2021.
Xie Wenhao. Resonant switched-capacitor converters with high power density and full-range regulation [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2021. (in Chinese)

[10] Ye Zichao, Sanders S R, Pilawa-Podgurski R C N. Modeling and comparison of passive component volume of hybrid resonant switched-capacitor converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10903-10919.

[11] Lyu Xiaofeng, Li Yanchao, Ren Na, et al. A comparative study of switched-tank converter and cascaded voltage divider for 48-V data center application [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1547-1559.

[12] 丘东元, 郑春芳, 张波. 一类零电流谐振开关电容变换器的特性分析[J]. 电子学报, 2005, 33(11): 1921-1924.
Qiu Dongyuan, Zheng Chunfang, Zhang Bo. Characteristic analysis of ZCS resonant switched capacitor DC-DC converters [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(11): 1921-1924. (in Chinese)

[13] 吴学智, 祁静静, 刘京斗, 等. 谐振开关电容 DC/DC 变换器拓扑研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(2): 655-667.
Wu Xuezhi, Qi Jingjing, Liu Jingdou, et al. Review of topological research on resonant switched capacitor DC/DC converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(2): 655-667. (in Chinese)

[14] Wei Mengxuan, Ni Ze, Yang Shuai, et al. Performance evaluation and analysis for resonant switched capacitor converter [C]// 2021 IEEE Applied Power Electronics

Conference and Exposition (APEC). Phoenix, AZ, USA, 2021: 1889-1893.

[15] 刘妍, 杨晓峰, 闫成章, 等. 考虑寄生电感的谐振开关电容变换器电压尖峰抑制[J]. 电工技术学报, 2021, 36(12): 2627-2639.
Liu Yan, Yang Xiaofeng, Yan Chengzhang, et al. Suppression of voltage spike in resonant switched capacitor converter considering parasitic inductance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(12): 2627-2639. (in Chinese)

[16] 王淼, 杨晓峰, 郑琼林. 谐振开关电容变换器中硬开通问题[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S1): 154-162.
Wang Miao, Yang Xiaofeng, Zheng Qionglin. The hard turning-on problems of resonant switched capacitor converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 154-162. (in Chinese)

[17] Kim J, Kim S, Sagpazar N B, et al. A new ZVS switched-capacitor DC-DC converter with low Boost inductance [C]// 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia). Busan, Korea, 2019: 1939-1944.

[18] 黄驿舟. 软开关型 Ladder 开关电容变换器及其在电池均衡中的应用研究[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2021.
Huang Yizhou. Research on soft-switching ladder switched-capacitor converter and its application in battery equalization [D]. Wuhan: Wuhan University of Technology, 2021. (in Chinese)



宋伟波

作者简介：

宋伟波(1999—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：开关电容变换器。E-mail：202121401022@stu.hebut.edu.cn。

张哲(1979—)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：电力电子变压器，感性及容性高频无线充电技术。E-mail：zhezhangdtu@outlook.com。

(责任编辑：孙美菊)