

谐振式双向开关电容变换器

夏守行, 朱飒飒, 白若琦, 宋建伟

(温州科技职业学院信息技术学院, 浙江温州 325006)

摘要: 根据串联电容逐个充电升压、逐个取电降压的原理, 提出一种新型谐振式双向开关电容变换器. 谐振电感仅为一只参数很小的电感, 且无须添加辅助器件, 即能完成全电路的软开关. 在不改变工作方式下, 实现了实时双向的电功率传输, 传输方向仅取决于高压端和低压端的电压值. 由 RLC 电路谐振规律和等电量方法解得充电平均电流、传输功率、输出电压和变换效率的数学表达式. 最后通过 MATLAB/Simulink 仿真和制作样机, 进行单向模式和双向模式的实验, 验证了本方案的正确性.

关键词: 开关电容变换器; 软开关; 实时双向; 平均电流; 传输功率

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2021)10-2061-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.12263/DZXB.20200343

Bidirectional Switched-Capacitor Converter Based on Resonance

XIA Shou-xing, ZHU Sa-sa, BAI Ruo-qi, SONG Jian-wei

(Institute of Information Technology, Wenzhou Vocational College of Science and Technology, Wenzhou, Zhejiang 325006, China)

Abstract: Based on the theory of charge voltage boost and discharge voltage buck successively for series capacitors, this paper proposes a new type of resonant bidirectional switched capacitor converter. A tiny parameter resonant inductance will comply soft-switching in the whole circuit without any other additional component. The real-time bidirectional power transmission can be implemented without the operation mode change, and the transmission direction only depends on the voltage values at the high and low ends. The mathematical expression of average charging current, transmitted power, output voltage and conversion efficiency can be achieved based on the resonance law of RLC circuit and the isoelectric quantity method. Finally, through the MATLAB/Simulink simulation and designed prototype, the validity of the proposal had been verified by the experiments in unidirectional and bidirectional modes.

Key words: switched capacitor converter; soft-switching; real-time bidirectional; average current; transmitted power

1 引言

开关电容变换器以电容为储能元件, 通过功率开关控制电容的充放电时间, 实现电能变换, 因不含磁性元件, 具有体积小、效率高、重量轻和易于集成等优点而倍受关注^[1-3]. 不过硬开关方式的开关电容变换器, 存在开关损耗多、 $\frac{di}{dt}$ 和 $\frac{dv}{dt}$ 大、EMI (Electro Magnetic Interference) 问题严重等缺点^[4,5]. 而谐振式的开关电容变换器, 因其开关器件工作于软开关状态, 改善了上述缺点^[6,7].

随电力电子技术的进步, 直流变换器逐渐向高功率密度、高效率等方向发展, 各种新型变换器也被不断提出, 以应用于不同的场合. 其中双向型 DC-DC 变换器被较多地应用在不停电电源系统 (UPS)、蓄电池 (或

超级电容) 充放电系统、光伏发电系统等场合中, 以实现直流电能功率的双向传输^[8]. 文献[9]提出一种双向型的开关电容变换器, 针对直流 3 倍升压变换器提出了新的建模方式, 研究了各电路参数对于变换器的输入输出特性的影响. 文献[10]提出固定变比为 2 的双向型开关电容变换器, 并给出了升压型变换器输入输出特性关于电路各参数的表达式, 但该变换器如作为直流变换, 仍为硬开关方式.

基于现有研究成果, 本文提出一种新型的谐振式双向开关电容直流变换器, 新电路在不改变控制方式下, 能自动实现电能功率的双向传输目标. 通过解析计算变换器输入输出特性与电路各参数的表达式, 所得结果作为变换器参数选择的理论参考依据. 最后通过仿真和实验, 验证了该方法的有效性.

2 主电路工作分析

图1为所研究的新型谐振式2:1电压的主电路拓扑结构。 L 为谐振电感, C_2 和 C_3 为串联谐振电容,两电容量均为 C , C_1 、 C_4 为滤波电容, $S_1\sim S_4$ 为MOSFET功率管, U_H 、 U_L 分别为高低压端电压,下文将分别对降压型和升压型进行分析。

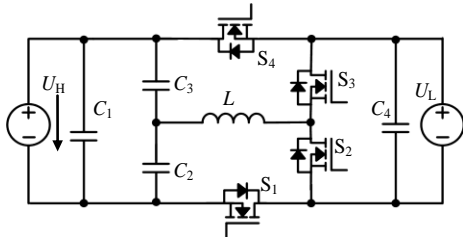


图1 主电路拓扑结构

2.1 降压型 ($0.5U_{DH} > U_{DL}$)

设高低压端电压分别为 U_{DH} 和 U_{DL} ,初始时, C_2 和 C_3 均已充有 $0.5U_{DH}$ 的电压,如 $0.5U_{DH} > U_{DL}$,则为降压型。主电路工作稳定后的工作波形如图2所示, $u_{g1}\sim u_{g4}$ 分别为 $S_1\sim S_4$ 控制波形, T_r 为谐振电路固有周期, T_s 为开关管工作周期,每周期有四个工作模式。

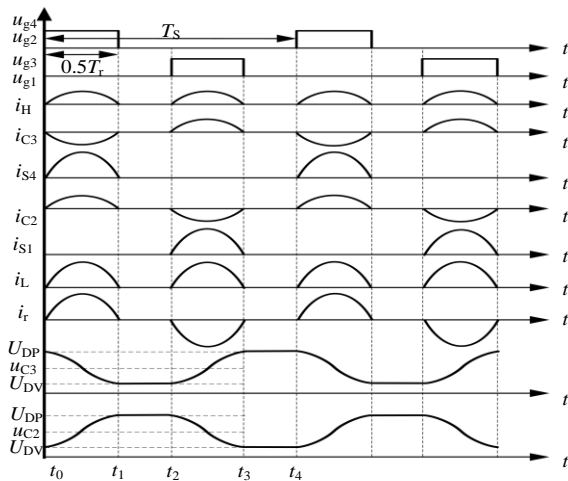
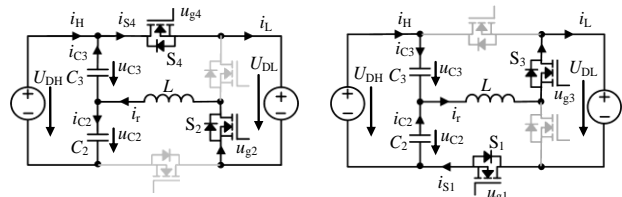


图2 降压模式下工作波形

模式 I : $t_0\sim t_1$ 时段,只有 S_2 和 S_4 同时导通,为谐振半周时间 $0.5T_r$ 。因 $0.5U_{DH} > U_{DL}$,电能从 U_{DH} 端向 U_{DL} 端输送。 i_{C3} 为 C_3 谐振放电,为负值,放电回路为 $C_3\rightarrow S_4\rightarrow U_{DL}\rightarrow S_2\rightarrow L\rightarrow C_3$,其等效电路如图3(a)所示,该时段 C_3 端电压 u_{C3} 从 U_{DP} 下降至 U_{DV} 。 i_{C2} 为 C_2 谐振充电,为正值,充电回路为 $U_{DH}\rightarrow S_4\rightarrow U_{DL}\rightarrow S_2\rightarrow L\rightarrow C_2\rightarrow U_{DH}$,则 $i_{C2}=i_H$,由于 $C_2=C_3$,数值上有 $i_{C2}=i_{C3}$, C_2 端电压 u_{C2} 从 U_{DV} 上升至 U_{DP} 。 L 的谐振电流 i_r 数值上有 $i_r=i_L=i_{C2}+i_{C3}$,通过 S_2 、 S_4 和 U_{DL} 电流均等于 i_r 。谐振峰值过后, i_r 逐渐减小至零,此刻为 t_1 , S_2 和 S_4 同时关断,因 S_2 体二极管反偏,谐振半周

结束, S_2 、 S_4 实现零电流开关。



(a) 模式 I 电路 (b) 模式 III 电路

图3 等效电路

模式 II : $t_1\sim t_2$, $S_1\sim S_4$ 均关断,无谐振电流, U_{DH} 也无法对 C_2 和 C_3 充电,如 U_{DL} 端只接电阻负载,其电能由 C_4 供电。

模式 III : $t_2\sim t_3$,时长也为 $0.5T_r$ 。只有 S_1 和 S_3 同时导通, i_{C3} 为 C_3 谐振充电,充电回路为 $U_{DH}\rightarrow C_3\rightarrow L\rightarrow S_3\rightarrow U_{DL}\rightarrow S_1\rightarrow U_{DH}$,该时段 u_{C3} 从 U_{DV} 上升至 U_{DP} ,其等效电路如图3(b)所示。 i_{C2} 为 C_2 谐振放电,放电回路为 $C_2\rightarrow L\rightarrow S_3\rightarrow U_{DL}\rightarrow S_1\rightarrow C_2$ 。同理,数值上, $i_{C2}=i_{C3}=i_H$, $i_L=i_r=2i_{C3}$ 。类同模式 I , S_1 、 S_3 也实现零电流开关。

模式 IV : $t_3\sim t_4$, $S_1\sim S_4$ 均关断,类同模式 II ,如 U_{DL} 端只接电阻,其电能也由 C_4 供电。

各模式的结果是:输出对 C_3 和 C_2 分别轮流取电,故为降低型,且 C_3 与 C_2 反相工作。

2.2 升压型 ($0.5U_{BH} < U_{BL}$)

设升压型高低压端电压分别为 U_{BH} 和 U_{BL} ,如 $0.5U_{BH} < U_{BL}$,在上述的模式 I 和模式 III时,主电路电能只能从 U_{BL} 端向 U_{BH} 端输送,为升压型使用。其部分工作波形如图4所示, $S_1\sim S_4$ 也实现零电流开关,但图3所示的实际电流全部反向。

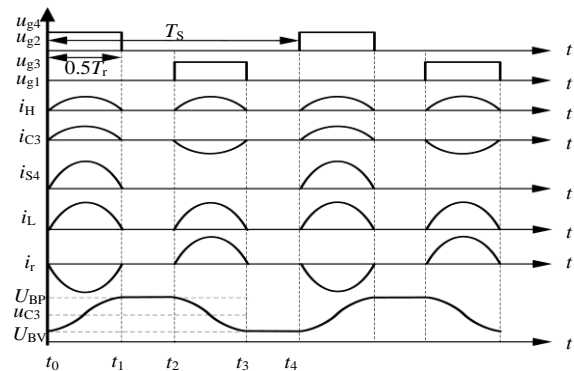


图4 升压模式下工作波形

模式 I : $t_0\sim t_1$ 时段, i_{C3} 为 C_3 谐振充电,为正值,充电回路为 $U_{BL}\rightarrow S_4\rightarrow C_3\rightarrow L\rightarrow S_2\rightarrow U_{BL}$,该时段 u_{C3} 由 U_{BV} 上升至 U_{BP} ,与图2的 u_{C3} 波形反相。 i_{C2} 为 C_2 谐振放电,放电回路为 $C_2\rightarrow L\rightarrow S_2\rightarrow U_{BL}\rightarrow S_4\rightarrow U_{BH}\rightarrow C_2$,同样的, C_3 与 C_2 反相工作,且 $i_r=i_{C2}+i_{C3}$, $i_{C2}=i_{C3}=i_H$ 。

模态 III: i_{C3} 为 C_3 谐振放电, 放电回路为 $C_3 \rightarrow U_{BH} \rightarrow S_1 \rightarrow U_{BL} \rightarrow S_3 \rightarrow L \rightarrow C_3$, u_{C3} 从 U_{BP} 下降至 U_{BV} . i_{C2} 为 C_2 谐振充电, 充电回路为 $U_{BL} \rightarrow S_3 \rightarrow L \rightarrow C_2 \rightarrow S_1 \rightarrow U_{BL}$.

模态 II 和模态 IV 均同降压型, 谐振电路无电流, 如 U_{BH} 只接电阻, 其电能由 C_1 供电.

升压型相当于 C_3 和 C_2 分别轮流被 U_{BL} 充电, C_3 和 C_2 为串联, 升高了电压.

显然, 主电路使用时, 电能输送的方向取决于 $0.5U_H$ 与 U_L 的大小, 工作方式无须转换. 例如: 因负载端原因, 使 U_L 上升, 当 $U_L > 0.5U_H$ 时, 负载端电能即会自动送回 U_H 电源端, 反之亦然.

3 主电路参数计算

3.1 降压型

3.1.1 U_{DH} 和 U_{DL} 端均为电压源

模态 I 时段等效电路如图 5 所示, r_c 为 C_2 、 C_3 等效内阻, R_{ON} 为 S_4 和 S_2 的通态电阻, r_r 为 L 内阻.

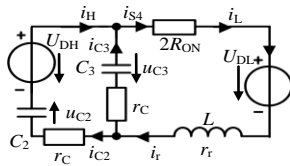


图 5 降压模态 I 等效电路

由图 5 可知, i_{C3} 和 i_r 两支路电压相等, 即

$$u_{C3} - r_c i_{C3} = 2R_{ON} i_r + r_r i_r + U_{DL} + Li'_r \quad (1)$$

因 $2i_{C3} = i_r$, 且 $i_{C3} = -Cu'_{C3}$, 有

$$2LCu''_{C3} + 2R_S Cu'_{C3} + u_{C3} = U_{DL} \quad (2)$$

其中, $R_S = 0.5r_c + r_r + 2R_{ON}$.

初始 t_0 时有 $u_{C3}(0^+) = U_{DP}$, $i_{C3}(0^+) = 0$, 解得

$$u_{C3} = e^{\alpha t} \left(\cos \omega t - \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t \right) (U_{DP} - U_{DL}) + U_{DL} \quad (3)$$

其中, $\omega = \sqrt{1/(2LC) - [R_S/(2L)]^2}$, $\alpha = \frac{-0.5R_S}{L}$.

解得 i_{C3} 正半周电量:

$$\begin{aligned} Q &= \int_{t_0}^{t_1} i_{C3} dt \\ &= -C \int_{t_0}^{t_1} u'_{C3} dt \\ &= C(e^{\alpha \omega t} + 1)(U_{DP} - U_{DL}) \\ &= C(U_{DP} - U_{DV}) \end{aligned} \quad (4)$$

为了提高电路效率, 谐振回路的内阻 R_S 通常会较小, 保持在至少离临界阻尼谐振稍远的欠阻尼状态, 即 $\frac{1}{2LC}$ 要比 $[R_S/(2L)]^2$ 大许多, 否则谐振电路的固有频率会较低, 也不便于高频化. 那么 $t_0 \sim t_1$ 时段, u_{C3} 可认为一

段对称的余弦曲线, u_{C3} 的平均电压 \bar{U}_{C3} 为

$$\bar{U}_{C3} = \frac{\int_0^{t_1} u_{C3} dt}{0.5T_r} \approx 0.5(U_{DP} + U_{DV}) = 0.5U_{DH} \quad (5)$$

解得

$$Q = \frac{C(U_{DH} - 2U_{DL})(1 + e^{\alpha \pi/\omega})}{1 - e^{\alpha \pi/\omega}} \quad (6)$$

i_{C3} 脉冲电流平均值 $\bar{I}_{C3} = Q/(0.5T_r)$, 则

$$\bar{I}_{C3} = \frac{2Cf_r(U_{DH} - 2U_{DL}) \left(1 + e^{\frac{\alpha \pi}{\omega}} \right)}{1 - e^{\frac{\alpha \pi}{\omega}}} \quad (7)$$

其中, f_r 为谐振电路固有频率. 该式的计算实际上并不太方便, 可进一步简化, 令

$$p = \frac{1 - e^{\alpha \pi/\omega}}{Cf_r(1 + e^{\alpha \pi/\omega})} \quad (8)$$

令 $K = \sqrt{L/C}/R_S$, $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{2LC}}$, 对式 (8) 进行运算发现, 大约 $K > 1.5$ 、 $\omega_0/\omega \approx 1.13$ 时, 即不工作于靠近临界阻

尼状态时, p 值基本为常数, 则 $\omega \approx \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{2LC}}$, 那么

$$p = \frac{2\pi \sqrt{\frac{2L}{C}} \cdot \left(1 - e^{-\pi R_S \sqrt{\frac{C}{2L}}} \right)}{1 + e^{-\pi R_S \sqrt{\frac{C}{2L}}}} \quad (9)$$

令 $\sqrt{\frac{2L}{C}} \rightarrow \infty$, 解得 $p = \pi^2 R_S$, 则

$$\bar{I}_{C3} = \frac{2U_{DA}}{\pi^2 R_S} \quad (10)$$

其中, $U_{DA} = U_{DH} - 2U_{DL}$, 令 S_1 控制波形占空比 $\delta = \frac{0.5T_r}{T_s} = \frac{0.5f_s}{f_r}$, 在 T_s 内, i_H 有两次脉冲电路, U_{DH} 端输出总功率为

$$\begin{aligned} P_{DH} &= \frac{2QU_{DH}}{T_s} \\ &= \frac{2CU_{DH}U_{DA}f_s(1 + e^{\alpha \pi/\omega})}{1 - e^{\alpha \pi/\omega}} \\ &= \frac{4\delta U_{DH}U_{DA}}{\pi^2 R_S} \end{aligned} \quad (11)$$

3.1.2 U_{DH} 为电压源, U_{DL} 端为电阻负载

如 U_L 端换成负载 R_{DL} , 则为普通单向降压使用. C_1 、 C_4 电容量通常远大于 C , 低压端仍等效于电压源, 上述公式可进一步转化为与 R_{DL} 相关的公式. $t_0 \sim t_2$ 为 $0.5T_s$ 时间, i_L 有一次脉冲电流, 其电量为 $2Q$, 该脉冲电量与负载电量相等, 则

$$\int_{t_0}^{t_1} i_L dt = 2 \int_{t_0}^{t_1} i_{C3} dt \quad (12)$$

$$= 2Q = \frac{0.5T_s U_{DL}}{R_{DL}}$$

由上述系列式解得负载端电压

$$U_{DL} = U_{DH} \{(2R_{DL} C f_s)^{-1} [(e^{a\pi/\omega} + 1)^{-1} - 0.5] + 2\}^{-1}$$

$$= U_{DH} \left[\pi^2 \frac{R_s}{8\delta R_{DL}} + 2 \right]^{-1} \quad (13)$$

式(13)说明:① L 和 C 值对 U_{DL} 几乎不影响;②空载时, $U_{DL} = 0.5U_{DH}$;③电阻负载时, U_{DL} 小于 $0.5U_{DH}$;④如 R_s 很小, U_{DL} 则接近于 $0.5U_{DH}$.

由式(13)得负载 R_{DL} 的电流 I_{DL} 为

$$I_{DL} = \frac{U_{DL}}{R_{DL}} = U_{DH} \left[\frac{\pi^2 R_s}{8\delta} + 2R_{DL} \right]^{-1} \quad (14)$$

对式(13)继续推导,得

$$U_{DL} = \frac{U_{DH}}{2} - \left[\frac{U_{DH}}{2} - \frac{U_{DH}}{\left(\pi^2 R_s / 8\delta R_{DL}\right) + 2} \right]$$

$$= \frac{U_{DH}}{2} - \frac{\pi^2 R_s}{16\delta} I_{DL}$$

$$= 0.5U_{DH} - r_{DS} I_{DL} \quad (15)$$

式(15)的 $0.5U_{DH}$ 相当于理想电压源,系数 $r_{DS} = \frac{\pi^2 R_s}{16\delta}$,即为变换器输出等效内阻, δ 最大值为0.5,则 r_{DS} 最小值约为 $1.2R_s$,说明该变换器在无稳压控制下,其内阻即可做得较小,由 R_s 决定.

i_{C3} 脉冲电流平均值

$$\bar{I}_{C3} = \frac{Q}{0.5T_r} = \frac{T_s U_{DL}}{2T_r R_{DL}} = \frac{U_{DH}}{0.5\pi^2 R_s + 8R_{DL} \delta} \quad (16)$$

式(16)得出:电阻负载时, \bar{I}_{C3} 与 δ 相关较大,也即 f_s 越低,脉冲电流就越大,器件通态损耗会增大,电路效率会逐渐降低.

两种降压电路的电路效率 η_D 为

$$\eta_D = \frac{U_{DL} \int_{t_0}^{t_1} i_L dt}{U_{DH} \int_{t_0}^{t_1} i_H dt} = \frac{U_{DL} 2Q}{U_{DH} Q} = \frac{2U_{DL}}{U_{DH}} \quad (17)$$

式(17)表明: η_D 随 U_{DL} 下降而变低,从变换效率上来说, U_{DL} 不能过低.

3.2 升压型

3.2.1 U_{BH} 和 U_{BL} 端均为电压源

升压型模式 I 时段等效电路如图 6 所示.

式(1)改为

$$u_{C3} + r_C i_{C3} = -2R_{ON} i_r + r_L i_r + U_{BL} - Li_r' \quad (18)$$

C_3 为充电,有 $i_{C3} = Cu_{C3}'$,得

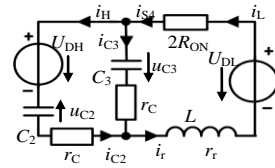


图 6 升压模式 I 等效电路

$$2LCu_{C3}'' + 2R_s Cu_{C3}' + u_{C3} = U_{BL} \quad (19)$$

初始 t_0 时 $u_{C3}(0^+) = U_{BV}$, $i_{C3}(0^+) = 0$,解得

$$u_{C3} = e^{\alpha t} \left[\frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t - \cos \omega t \right] (U_{BL} - U_{BV}) + U_{BL} \quad (20)$$

同理可解得 i_H 一个脉冲电量

$$Q = \int_{t_0}^{t_1} i_{C3} dt$$

$$= C(2U_{BL} - U_{BH}) \left(1 + e^{\frac{\alpha\pi}{\omega}} \right) \left(1 - e^{\frac{\alpha\pi}{\omega}} \right)^{-1} \quad (21)$$

i_{C3} 脉冲电流平均值

$$\bar{I}_{C3} = \frac{2U_{BA}}{\pi^2 R_s} \quad (22)$$

式(22)的 $U_{BA} = 2U_{BL} - U_{BH}$. T_s 时间内, U_{BL} 端输出 $4Q$ 的电量, U_{BL} 端总功率为

$$P_{BL} = \frac{4QU_{BL}}{T_s} = \frac{8U_{BL}U_{BA}\delta}{\pi^2 R_s} \quad (23)$$

3.2.2 U_{BH} 为电阻负载, U_{BL} 端为电压源

同理,如 U_{BH} 换成负载 R_{BH} ,即为普通单向升压使用,解得高压端输出电压 U_{BH} 为

$$U_{BH} = 2U_{BL} \{(R_{BH} C f)^{-1} [(e^{a\pi/\omega} + 1)^{-1} - 0.5] + 1\}^{-1}$$

$$= U_{BL} \left[\frac{\pi^2 R_s}{8\delta R_{BH}} + 0.5 \right]^{-1} \quad (24)$$

空载时 $U_{BH} = 2U_{BL}$,如 R_s 很小, U_{BH} 接近于 $2U_{BL}$,输出特性同降压型,解得变换器输出等效内阻 $r_{BS} = \frac{\pi^2 R_s}{4\delta}$,最小值约为 $4.9R_s$,是 r_{DS} 的4倍.

i_{C3} 脉冲电流平均值

$$\bar{I}_{C3} = \frac{Q}{0.5T_r} = \frac{U_{BH} T_s}{R_{BH} T_r} = \frac{U_{BL}}{0.25\pi^2 R_s + R_{BL} \delta} \quad (25)$$

两种升压电路的电路效率 η_B 为

$$\eta_B = \frac{U_{BH} \int_{t_0}^{t_1} i_H dt}{U_{BL} \int_{t_0}^{t_1} i_L dt} = \frac{U_{BH} Q}{U_{BL} 2Q} = \frac{U_{BH}}{2U_{BL}} \quad (26)$$

同样的,从变换效率上来说, U_{BH} 不能过低.

4 潜电路分析

潜电路是许多谐振式开关电容变换器绕不开的问题.在本文降压型的模式 I 时段,因 C_3 放电、 C_2 充电而

使 u_{C3} 和 u_{C2} 分别下降和上升,但至 $u_{C3}=0$ 、 $u_{C3}=U_{DH}$ 时,如模态 I 仍未结束,则因继续谐振而使 $u_{C3}<0$ 、 $u_{C2}>U_{DH}$. 至模态 II 时,虽 4 个开关管均关断,但 C_2 、 C_3 电荷仍可通过 L 、 S_3 和 S_4 的体二极管对 C_3 和 U_{DH} 谐振充电,形成反向谐振,即潜电路发生. 同样的,模态 III 结束时,如 $u_{C3}>U_{DH}$ 、 $u_{C2}<0$,至模态 IV 时也会产生潜电路, C_2 、 C_3 电荷通过 L 、 S_1 和 S_2 的体二极管对 C_2 和 U_{DH} 正向谐振充电. 潜电路的产生,使得 C_2 与 C_3 之间、 C_2 和 C_3 与 U_{DH} 之间的电能相互交换,减小了输出电流. 那么潜电路不产生的条件是: u_{C3} 、 u_{C2} 振幅不超过 U_{DH} ,也即 $Q \leq CU_{DH}$. 显然增大 C ,使电容充放电速度变慢,可减小潜电路产生范围,解得降压型 C 的取值范围:

$$C \geq \frac{2L}{R_S^2 \left[\frac{\pi^2}{\ln^2 \left(\frac{U_{DH}}{U_{DL}} - 1 \right)} + 1 \right]} \quad (27)$$

同理也可解得升压型 C 的取值范围:

$$C \geq \frac{2L}{R_S^2 \left[\frac{\pi^2}{\ln^2 \left(\frac{U_{BH}}{U_{BL}} - 1 \right)} + 1 \right]} \quad (28)$$

C 确定范围后,再根据开关频率选择 L 的参数,但要注意 C 不能太大,应至少 $\sqrt{\frac{L}{C}} > 1.5R_S$,以校验是否过于靠近临界阻尼谐振状态.

把临界潜电路条件分别代入式(11)和式(23),得降压型和升压型的最大传输功率 P_{DHm} 和 P_{BLm} .

$$\begin{cases} P_{DHm} = \frac{2CU_{DH}^2}{T_S} = 2Cf_S U_{DH}^2 \\ P_{BLm} = \frac{4QU_{BL}}{T_S} = 4Cf_S U_{BH} U_{BL} \end{cases} \quad (29)$$

式(29)说明:增大 C 可得到更大的电能传输功率,如超过该最大传输功率,潜电路即产生.

5 仿真分析

对上述公式进一步分析可发现:若 $U_{DH}=2U_{BL}$ 、 $U_{DA}=U_{BA}$ 、 $R_{BH}=4R_{DL}$,降压型的式(10)、式(11)和式(13)分别对应于升压型的式(22)、式(23)和式(24),其运算结果是相同的,而式(16)对应式(25),其变化趋势是相似的,可减少计算量.

5.1 MATLAB/Simulink 建模仿真

运用 MATLAB/Simulink 建立上述降压型电阻负载的系统仿真模型,仿真参数如表 1 所示,主要参数与后文的实验元件基本相等,以方便对比,电路如图 7 所示,其他类型对应更换电源和负载电阻即

可. 为减小潜电路的产生, C_3 和 C_2 电容量选得大一些.

表 1 仿真参数

参数	数值
$C_1, C_4/\mu\text{F}$	8000
$C_2, C_3/\mu\text{F}$	18.8
$L/\mu\text{H}$	0.8
$r_{C1}, r_{C4}/\text{m}\Omega$	0.1
$r_c/\text{m}\Omega$	4
$r_r/\text{m}\Omega$	2
$R_{ON}/\text{m}\Omega$	3, 8, 13, 18, 23
R_{DL}/Ω	2, 4, 6, 8
U_{DH}/V	36

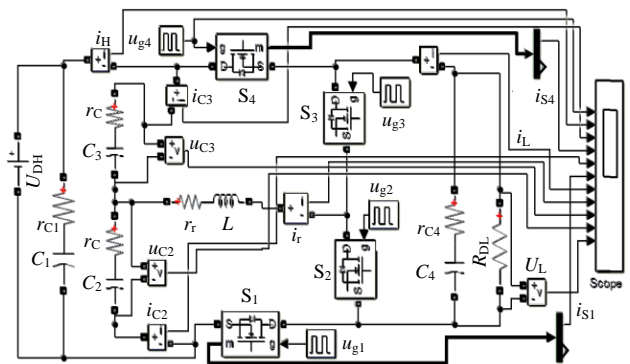


图 7 系统仿真模型

由表 1 可得, R_S 为 10~50mΩ, K 值为 4~20, 固有谐振频率 f_r 约为 29kHz. $R_S=30\text{m}\Omega$ 、 $R_{DL}=2\Omega$ 时的仿真波形如图 8 所示. 其仿真波形与图 2 理论分析吻合较好. 开关频率越低, 谐振电流越大, u_{C3} 和 u_{C2} 充放电的电压摆幅也越大.

5.2 系统启动仿真波形

如图 9 所示为 $R_S=30\text{m}\Omega$ 、 $R_{DL}=2\Omega$ 、 $C_4=800\mu\text{F}$ 、 $f_S=20\text{kHz}$ 时的降压型电阻负载启动过程波形图, 启动过程约 0.6ms, 如 $C_4=8000\mu\text{F}$, 启动过程时间变长, 约需 3ms, 但过程基本相同.

系统启动前, u_{C3} 和 u_{C2} 各得 $0.5U_{DH}$ 电压, 而 $U_{DL}=0\text{V}$, C_4 无电荷. 系统启动时, 谐振电流峰值很大, 至 t_1 时, $u_{C3}<0$ 、 $u_{C2}>U_{DH}$, 分别见图 9 中 u_{C3} 的第一个波谷和 u_{C2} 的第一个波峰; 模态 II 时, 潜电路即产生, 将反向谐振, i_{C3} 变正值、 i_{C2} 变负值, 其中 i_{H} 负值表示向 U_{DH} 充电; 模态 III 时, 继续反向谐振, 但转之向 C_4 谐振充电, 不过此时 C_4 电荷并不多, 且 u_{C2} 电压仍很高, 谐振电流峰值会更大, 至 t_3 时, $u_{C3}>U_{DH}$ 、 $u_{C2}<0$; 模态 IV 时, 潜电路又产生, 将正向谐振. 之后随着 U_{DL} 的升高, 谐振电流峰值逐渐减小, i_{H} 负值消失时, 潜电路即消失, 并至稳定.

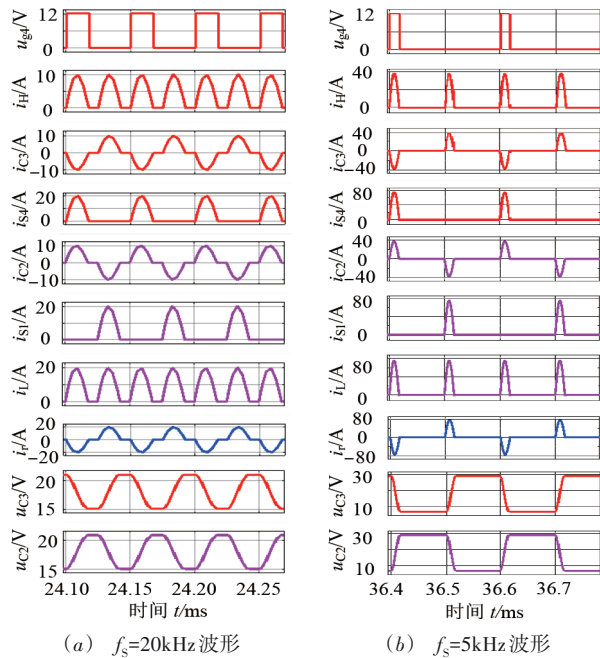


图8 仿真波形

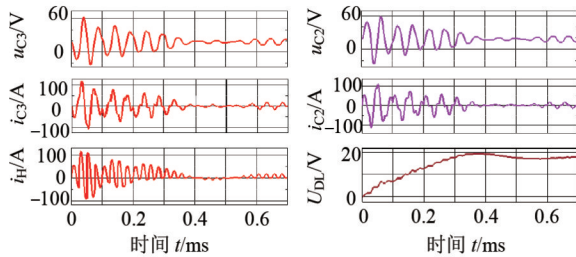


图9 启动过程波形

因此,系统启动过程,谐振电流峰值较大,且潜电路参与其中,但启动时间并不长.具体应用可通过软启动方法,即控制脉冲 $u_{g1} \sim u_{g4}$ 的高电平时间从0逐渐增大至 $0.5T_r$ 即可,可大幅减小谐振回路启动电流.

5.3 仿真计算曲线

双端电压源时的 \bar{I}_{C3} 和功率传输曲线分别如图10(a)和图10(b)所示,其值均与 R_s 成反比,与 $U_{D\Delta}$ 或 $U_{B\Delta}$ 成正比.当一端接电阻负载单向使用时,输出电压随 f_s 的降低而降低,因此,可用调频方法调压,如图10(c)所示,且变换效率与输出电压变化是相同的. f_s 降低时输出电压下降,则 $U_{D\Delta}$ 或 $U_{B\Delta}$ 变大, \bar{I}_{C3} 必增大,如图10(d)所示.

图10(e)中 f_s 接近 f_r 时,在较大的负载范围内,输出电压变化很小,表明变换器等效内阻较小.如设 η_D 和 η_B 允许大于95%,结合输出电压式子可得负载电阻与 R_s 的比值: $\frac{R_{DL}}{R_s} > \frac{0.125\pi^2}{1-\eta} \approx 23.4(\text{倍}); \frac{R_{BL}}{R_s} >$

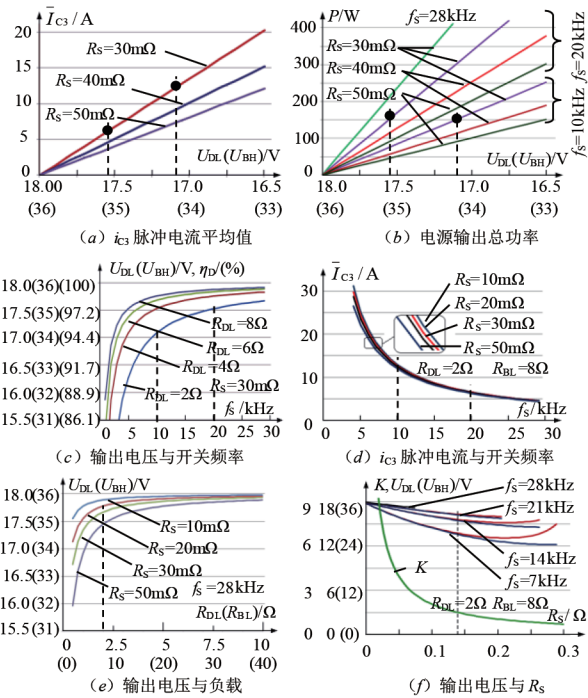


图10 仿真曲线

$\frac{0.5\pi^2\eta}{1-\eta} \approx 93.7(\text{倍})$.只要大于这两个比值,变换效率即可大于95%.

图10(f)是4种不同的开关频率 f_s 的输出电压与 R_s 关系, R_s 越大输出电压下降越多.每个开关频率的电压输出用式(13)和式(24)分别计算,其中曲线分叉后向上趋势的为该两式的第二等式计算得到,可以发现,当大约 $K > 1.5$ 时,即虚线左边,升降型两电路的两等式计算方法是基本重合的,因此用简化式子更方便.

6 实验结果

以表1中元件仿真参数制作了实验样机,其中:MOSFET型号为IPA057N08N3G, $V_{DS} = 80V$, $R_{DS(on)} = 5.7m\Omega$, $I_D = 60A$; C_2 和 C_3 均为4只低阻CBB电容并联; L 为320股0.1mm的高频漆包线制成的空芯线圈; C_1 和 C_4 选用快速电解电容,并多只并联,内阻测得各约 $4m\Omega$,该内阻会稍增大 R_s .那么实验电路 R_s 约 $20m\Omega$.由于实验需测量不同 R_s 值的情况,还应串入合适阻值的锰铜丝电阻,实际应用是无需的. $U_{DH} = 36V$, $U_{BL} = 18V$,实测结果如图11所示.

实验结果与理论和仿真分析基本相吻合,但工作频率低时,结果略低一点,因为 f_s 越低,谐振内阻会因 C_1 和 C_4 内阻而略微变大.图11(a)、图11(b)和图11(c)均与图2的波形相符,其值与仿真基本相等.图11(d)中的输出电压曲线和图11(e)中的变换效率曲线形状基本相同,也与仿真计算基本相符,但当频率过低时,会

产生潜电路现象,输出电压和变换效率均将快速下降,曲线与前述理论分析的结果不一致,这两幅图中尾部虚线为理论值. 图 11(f)显示负载电阻不太低时,其输出电压变化很小. 图 11(g)和图 11(h)列出降压型实验曲线. 正如前述,若 $U_{DH}=2U_{BL}$ 、 $U_{DA}=U_{BA}$ 、 $R_{BH}=4R_{DL}$,实验结果曲线是基本相同或变化趋势相似的,省略了升压型实验曲线.

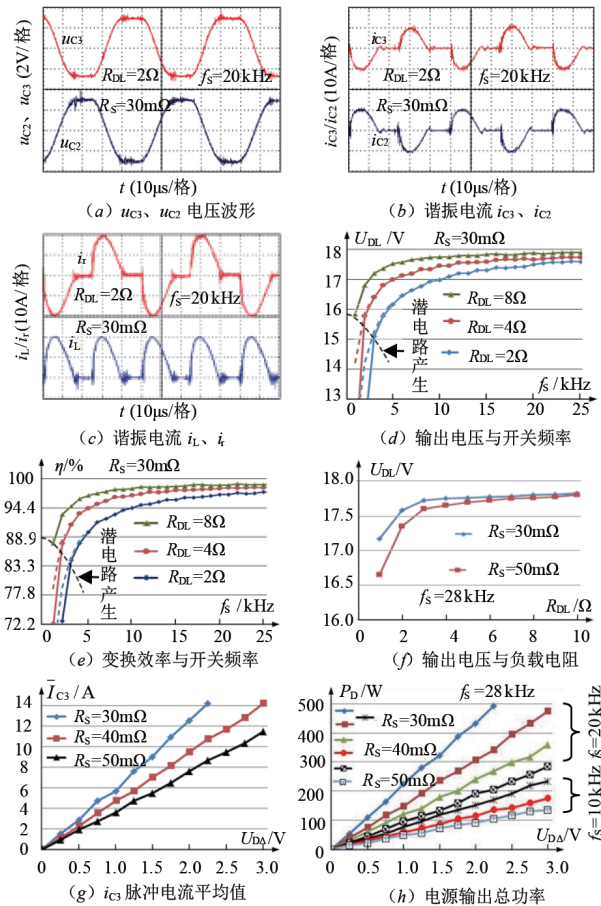


图 11 实验波形

7 结论

本文提出的新型谐振式双向开关电容变换器,谐振电感量参数较小,并得出以下结论:①电能传输方向只取决于 U_H 和 $2U_L$ 的大小,开关器件工作方式无须改变;②谐振电流和传输功率与 U_{DA} 和 U_{BA} 均成正比,与谐振回路内阻均成反比;③减小 $\sqrt{\frac{L}{C}}$ 的值,可有效缩小潜电路产生的范围;④采用近似方法,可简化计算.

一端为电阻负载时,如 R_S 足够小,高低压端电压之比约等于 2:1. 实际应用时,负载如对电压平稳度要求不太高,即无须电压闭环控制,控制大为简化.

参考文献

- [1] 张立森,王立志. PWM 型开关电容 DC-DC 变换器的非线性动力学行为研究[J]. 电子学报, 2008, 36(2): 266 – 270. Zhang L S, Wang L Z. Study on nonlinear dynamics behavior in PWM switched-capacitor DC-DC converter[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(2): 266 – 270. (in Chinese)
- [2] 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 D Y, Zheng C F, Zhang B. Characteristic analysis of ZCS resonant switched capacitor DC-DC converters[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(11): 1921 – 1924. (in Chinese)
- [3] Uno M, Kukita A. Multi-port converter integrating boost and switched capacitor converters for single-cell battery power system in small satellite[A]. 2013 IEEE ECCE Asia Downunder[C]. Melbourne, VIC: IEEE, 2013. 747 – 752.
- [4] 王强,陈俊,王天施,等. 高效率单相全桥软开关整流器[J]. 电子学报, 2020, 48(6): 1244 – 1248. Wang Q, Chen J, Wang T S, et al. High-efficiency single-phase full-bridge soft-switching rectifier[J]. Acta Electronica Sinica, 2020, 48(6): 1244 – 1248. (in Chinese)
- [5] Xiong S, Wong S C, Tan S C, et al. A family of exponential step-down switched-capacitor converters and their applications in two-stage converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 1870 – 1880.
- [6] 夏守行,张佐理. 一种谐振开关电容变换器的再分析与改进[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4): 126 – 132. Xia S X, Zhang Z L. Analysis and improvement of a resonant switched capacitor converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4): 126 – 132. (in Chinese)
- [7] 涂文娟,丘东元,张波,等. 基于图论的 n 阶升压式谐振开关电容变换器潜电路分析技术[J]. 电子学报, 2008, 36(2): 271 – 277. Tu W J, Qiu D Y, Zhang B, et al. Sneak circuit analysis in n-stage step-up resonant switched capacitor converters based on graphic theory[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(2): 271 – 277. (in Chinese)
- [8] 肖旭,张方华,郑慷. 移相+PWM 控制双 Boost 半桥双向 DC-DC 变换器软开关过程的分析[J]. 电工技术学报, 2015, 30(16): 17 – 25, 55. Xiao X, Zhang F H, Zheng S. The analysis of soft-switching of the phase shift + PWM control dual boost

half-bridge bidirectional DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(16): 17 – 25, 55. (in Chinese)

- [9] Wu B, Keyue S, Sigmond S. A new 3X interleaved bidirectional switched capacitor converter[A]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014[C]. Fort Worth, TX, USA: IEEE, 2014. 1433 – 1439.

- [10] 蔡慧, 包莅庭, 张子省, 等. 变比为2的升压型开关电容变换器研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(10): 2963 – 2970.

Cai H, Bao L T, Zhang Z X, et al. Research on a step-up switched-capacitor converter with a conversion gain of 2 [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(10): 2963 – 2970. (in Chinese)

作者简介



夏守行(通信作者) 男,1969年11月出生,浙江温州人.2001年毕业于浙江师范大学获计算机专业学士学位,2010年获华中科技大学软件工程专业硕士学位,现为温州科技职业学院信息技术学院副教授,主要研究方向为电力电子拓扑与控制.

E-mail:xiasing3@163.com



朱飒飒 女,1982年8月出生,河南许昌人.2008年毕业于江南大学获控制理论与控制工程专业硕士学位,现为温州科技职业学院信息技术学院讲师,主要研究方向为传感器技术与应用、电子电路设计等.

E-mail:123069291@qq.com