

一类零电流谐振开关电容变换器的特性分析

丘东元, 郑春芳, 张 波
(华南理工大学电力学院, 广东广州 510641)

摘 要: 具有零电流开关特性的谐振开关电容变换器是开关电容变换器的一种新拓扑形式. 本文着重分析电路寄生参数和变换器运行条件对该类谐振开关电容变换器稳态特性的影响, 推出变换器输出电压和效率的数学表达式, 为研究负载或输入电压变化时变换器的输出性能提供了分析和设计依据. 基于输出电压表达式, 还提出谐振开关电容变换器的频率控制方案. 全文以一个降压式谐振开关电容变换器为例详细说明公式的推导过程, 并将此稳态特性分析推广到其它类型的谐振开关电容变换器. 最后, 文中设计了一台 12V/5V/2.5A 降压式谐振开关电容变换器样机, 实验结果验证了本文的理论分析结果.

关键词: 开关电容变换器; 零电流; 谐振; 稳态特性

中图分类号: TN712 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2005) 11-1921-04

Characteristic Analysis of ZCS Resonant Switched Capacitor DC-DC Converters

QIU Dong-yuan, ZHENG Chunfang, ZHANG Bo

(College of Electric Engineering, South China University of Technology, Guangzhou, Guangdong 510641, China)

Abstract: The resonant switched capacitor (RSC) converter with zero current switching (ZCS) is a new topology of switched capacitor converter. This paper studied the influence of circuit parasitic parameters and operating conditions on the RSC converter steady state characteristic. The mathematical expressions of the average output voltage and efficiency were derived for the first time, which were helpful to analyze the RSC converter performance regarding the loading effect and the variation of input voltage. A frequency control method for RSC converters was achieved based on the output voltage expression. A step down RSC converter was used as an example to describe the equation derivation. The similar steady state analysis could be applied to other types of ZCS RSC converters. Finally, experimental results on a 12V/5V/2.5A prototype are found to be nearly in accordance with the theoretical results.

Key words: switched capacitor converter; zero current switching; resonant; steady state characteristic

1 引言

近年来, 开关电容变换器在电力电子电路中的应用受到越来越多的关注. 和传统的开关变换器相比, 开关电容变换器不含磁性元件 (电感或变压器), 仅以电容作为储能元件, 因此具有体积小, 重量轻, 高效率和高功率密度等优点, 而且可以集成在一块半导体 IC 芯片上^[1~6]. 然而, 传统开关电容变换器中开关电流的幅值非常大, 从而造成严重的 EMI. 为了降低开关电流应力和 EMI 污染, 文献[7]提出一种新型的开关电容变换器拓扑结构—谐振开关电容变换器, 即把一个小电感与开关电容串联, 利用谐振使所有开关器件实现零电流开通和关断. 另一方面, 添加一个小电感对系统集成影响不大, 而且还可以减少开关电容的容量, 有利于系统的小型化.

近年来, 谐振开关电容变换器的发展迅速, 拓扑结构多种多样, 能够满足不同变压比的要求^[8]. 由于绝大部分文章都是

基于理想电路模型对谐振开关电容变换器进行分析, 忽略了电路中各种寄生参数的影响, 因此实验结果与计算结果之间存在明显的差异^[3~9]. 文献[10, 11]虽然研究了元件内阻的大小对谐振开关电容变换器的影响, 但文献[10]将开关频率固定为谐振频率, 因此推导出来的输出电压表达式不具有一般性和实用性. 而文献[11]则用一个积分方程表示变换器输出电压的大小, 不能直接反映变换器中各项参数对输出电压的影响, 不利于谐振开关电容变换器的分析设计与应用.

为了更好地研究谐振开关电容变换器的性能, 本文在充分考虑电路各种寄生参数的情况下, 提出一套完整的分析设计方法. 以一个降压式谐振开关电容变换器为具体的研究对象, 通过分析该变换器的各种工作模式, 列出状态方程, 从而推导出输出平均电压和变换器效率的代数表达式. 基于输出电压表达式中输出电压与开关频率之间的关系, 本文还提出谐振开关电容变换器的一种频率控制方案, 即通过调节开关

频率使输出电压在输入电压和/或负载变化时保持输出电压的恒定不变。本文将类似的分析方法推广到其它类型的零电流谐振开关电容变换器, 总结出几种基本谐振开关电容变换器的稳态特性。最后, 文中设计了一台 12V/5V/2.5A 降压式零电流谐振开关电容变换器样机, 实验结果验证了本文的理论分析结果。

2 降压式零电流谐振开关电容变换器的特性分析和频率控制策略

图 1 出示了一个基本的降压式谐振开关电容变换器^[9]。该变换器的理想稳态波形如图 2 所示。开关 S_1 和 S_2 轮流导通, 占空比相同, 约小于 50%, 二极管 D_1 和 D_2 分别与开关 S_1 和 S_2 同步工作。其中 S_1 和 D_1 导通时, 开关电容 C_r 被充电, 而 S_2 和 D_2 导通时, C_r 向负载放电。由图可见, 谐振电感 L_r 与 C_r 串联, 由于电感电流等于开关电流, 因此 S_1 和 S_2 能够零电流导通。如果 S_1 和 S_2 在电感电流下降为零、二极管反向截止后才关断, 那么 S_1 和 S_2 能够实现零电流关断。因此, 谐振开关电容变换器实现零电流开关的条件是变换器的开关频率 f_s 必须小于谐振频率 f_r 。

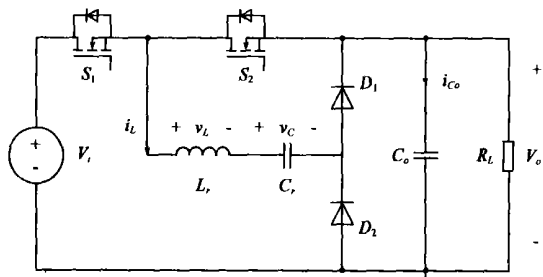


图 1 基本降压式谐振开关电容变换器

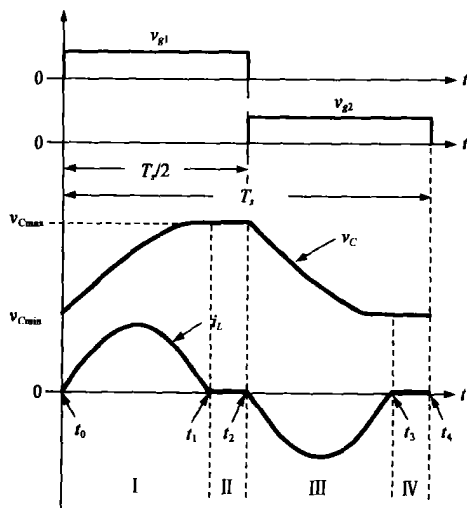


图 2 降压式谐振开关电容变换器的理想稳态波形

根据图 2, 降压式谐振开关电容变换器的工作过程通常可分为 4 个阶段, 各阶段的电路分析如下。

阶段 I S_1 在 t_0 处零电流开通, 输入电源 V_i 同时向开关电容 C_r 和输出电容 C_o 充电, 电感电流 i_L (即开关电流) 由零

开始递增, 经过半个谐振周期后下降为零, 由于二极管 D_1 的存在, i_L 不能反向流动, 模式 I 结束, $t_1 - t_0 = \pi/\omega_r$ 。阶段 I 的电路方程为:

$$V_i = i_{L1}R_{eq1} + v_L + v_C + V_d + V_o \quad (1)$$

方程(1)的解为

$$\begin{cases} i_{L1}(t) = \frac{V_i - V_o - V_d - V_{C0}}{\omega_{r1}L_r} e^{-\rho_1 t} \sin \omega_{r1} t \\ v_{C1}(t) = V_i - V_o - V_d - R_{eq1} \cdot \frac{V_i - V_o - V_d - V_{C0}}{\omega_{r1}L_r} e^{-\rho_1 t} \sin \omega_{r1} t \\ \quad - \frac{V_i - V_o - V_d - V_{C0}}{\omega_{r1}} [e^{-\rho_1 t} \omega_{r1} \cos \omega_{r1} t - \rho_1 e^{-\rho_1 t} \sin \omega_{r1} t] \end{cases} \quad (2)$$

式中 V_{C0} 是开关电容电压 v_C 在 t_0 处的初始值, V_d 是二极管的正向压降, $\rho_1 = R_{eq1}/2L_r$, 其中 $R_{eq1} = R_{S1} + R_{Lr} + R_G + R_L R_{C0}/(R_L + R_{C0})$ 为阶段 I 的等效电阻, R_{S1} , R_{Lr} , R_C 和 R_{C0} 分别代表器件 S_1 , L_r , C_r 和 C_o 的等效串联电阻, 阶段 I 的谐振角频率为 $\omega_{r1} = \sqrt{(C_r + C_o)/(L_r C_r C_o) - R_{eq1}^2/(4L_r^2)}$ 。

阶段 II 所有开关器件处于关断状态, 电流为零, v_C 保持不变, 即 $v_C = V_{Cmax}$ 。此阶段 C_o 向负载放电, 此阶段的电路方程为

$$i_{co} + V_o/R_L = 0 \quad (3)$$

阶段 III S_2 在 t_2 处零电流导通, 将开关电容在模式 I 中存储的能量释放到负载, 即 C_r 放电。模式 3 的状态方程及方程的解为:

$$\begin{cases} i_{L2}R_{eq2} + v_L + v_C - V_d - V_o = 0 \\ i_{L2} = \frac{V_o + V_d - V_{Cmax}}{\omega_{r2}L_r} e^{-\rho_2(t-t_2)} \sin \omega_{r2}(t-t_2) \\ v_{C2}(t) = V_o + V_d - R_{eq2} \cdot \frac{V_o + V_d - V_{Cmax}}{\omega_{r2}L_r} e^{-\rho_2(t-t_2)} \sin \omega_{r2}(t-t_2) \\ \quad - \frac{V_o + V_d - V_{Cmax}}{\omega_{r2}} [e^{-\rho_2(t-t_2)} \omega_{r2} \cos \omega_{r2}(t-t_2) - \rho_2 e^{-\rho_2(t-t_2)}] \end{cases} \quad (4)$$

根据阶段 II 的分析, V_{Cmax} 为 v_C 在 t_2 处的初始值, 式中 $\rho_2 = R_{eq2}/2L_r$, 等效电阻 $R_{eq2} = R_{S2} + R_{Lr} + R_G + R_L R_{C0}/(R_L + R_{C0})$, 阶段 III 的谐振角频率则为

$$\omega_{r2} = \sqrt{(C_r + C_o)/(L_r C_r C_o) - R_{eq2}^2/(4L_r^2)}$$

阶段 IV 与阶段 II 相同, 流过所有开关器件的电流为零。此阶段 v_C 保持在其最小值 V_{Cmin} , 故阶段 I 的开关电容电压初始值 $V_{C0} = V_{Cmin}$ 。

根据上述分析, 开关电容电压的平均值为

$$\begin{aligned} \bar{V}_C &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_C dt \\ &= \frac{1}{T_s} \left[\int_{t_0}^{t_1} v_{C1}(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} V_{Cmax} dt + \int_{t_2}^{t_3} v_{C2}(t) dt + \int_{t_3}^{t_4} V_{Cmin} dt \right] \end{aligned}$$

若 $R_{eq1} = R_{eq2}$, 则 $\omega_{r1} = \omega_{r2}$, 经推导得

$$\bar{V}_C = V_i/2 \quad (6)$$

而开关电容上的电压差为

$$\Delta V_C = \frac{1}{C_r} \int_{t_0}^{t_1} i_{L1} dt = \frac{1}{C_r} \int_0^{T_s/2} \left(i_{co} + \frac{V_o}{R_L} \right) dt$$

如果 C_o 的取值足够大, 输出电压 V_o 的纹波可以被忽略,

那么 $\int_0^{T_s/2} i_{co} dt = 0$, 得

$$\Delta V_C = \frac{V_o}{2R_L C f_s} \tag{7}$$

根据式(6)和(7), 可以得到下列关系式

$$V_{Cmin} = \bar{V}_C - \Delta V_C/2, \quad V_{Cmin} = \bar{V}_C + \Delta V_C/2 \tag{8}$$

当 $t = t_1$ 时, 已知 $i_L(t_1) = 0, v_C(t_1) = V_{Cmax}, v_L(t_1) = -(V_i - V_o - V_d - V_{Cmin})e^{-\rho_1 T_s \omega_r}$, 根据式(1), 有

$$V_i = V_{Cmax} + V_d + V_o - (V_i - V_o - V_d - V_{Cmin})e^{-\rho_1 T_s \omega_r} \tag{9}$$

将式(8)代入式(9), 得到降压式谐振开关电容变换器的输出平均电压为

$$V_o = \frac{V_i/2 - V_d}{1 + \frac{1}{4R_L C f_s} \times \frac{1 - e^{-\rho_1 T_s \omega_r}}{1 + e^{-\rho_1 T_s \omega_r}}} \tag{10}$$

根据电路分析, 降压式谐振开关电容变换器的效率定义为

$$\eta = \frac{V_o I_o}{V_i \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L1} dt} \tag{11}$$

已知 $\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L1} dt = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_1} i_{L1} dt = \frac{I_o}{2}$, 上式可表示为

$$\eta = \frac{2V_o}{V_i} = \frac{1 - 2V_d/V_i}{1 + \frac{1}{4R_L C f_s} \times \frac{1 - e^{-\rho_1 T_s \omega_r}}{1 + e^{-\rho_1 T_s \omega_r}}} \tag{12}$$

当谐振开关电容变换器中元器件的参数发生变化或改变变换器的运行条件(如输入电压、负载电阻或开关频率)时, 式(10)和(12)能够直接、准确地反映这些情况对变换器输出平均电压(或效率)的影响, 为分析与设计降压式谐振开关电容变换器提供了理论依据。

由式(10)和(12)可见, 如果设法降低电路的等效内阻, 那么输出平均电压会增大, 当 $\rho_1 = 0$ 时, V_o 达到其最大值($V_i/2 - V_d$), 同时变换器的效率也相应提高, 因此设计降压式谐振开关电容变换器时应尽量选用内阻或 ESR 较小的元器件。

根据上述的电路分析, 输出电容 C_o 在阶段 I 和 III 中被充电, 充电时间的长短由谐振频率 f_r 决定。在阶段 II 和 IV 中, C_o 向负载放电。为了保证开关器件的零电流关断, 开关频率 f_s 必须小于 f_r , 因此放电时间的长短由 f_s 决定。由于充电时间是固定的, 那么放电时间越长, 输出平均电压 V_o 越低。因此, 降低 f_s, V_o 会相应减小, 根据式(10), 同样可以推导出上述 f_s 与 V_o 之间的关系, 由此可以得到降压式谐振开关电容变换器的频率控制方案。值得注意的是若 $4R_L C f_s$ 较大时, 频率调节的效果将不明显。

3 其它类型零电流谐振开关电容变换器的特性分析

图 3 和图 4 分别出示了最基本的升压式和反相式谐振开关电容变换器的电路图, 采用类似的分析计算方法, 可以推导出这两种零电流谐振开关电容变换器的稳态特性。表 1 列出了三种基本谐振开关电容变换器的输出平均电压和工作效率的代数表达式。

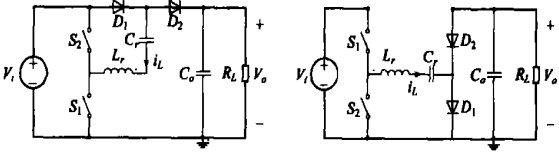


图 3 升压式谐振开关电容变换器 图 4 反相式谐振开关电容变换器

表 1 不同类型谐振开关电容变换器的输出平均电压和效率表达式

类型	输出平均电压 V_o	效率 η
降压式(图 1)	$\frac{V_i/2 - V_d}{1 + \frac{1}{4R_L C f_s} \times \frac{1 - e^{-\rho_1 T_s \omega_r}}{1 + e^{-\rho_1 T_s \omega_r}}}$	$\frac{1 - 2V_d/V_i}{1 + \frac{1}{4R_L C f_s} \times \frac{1 - e^{-\rho_1 T_s \omega_r}}{1 + e^{-\rho_1 T_s \omega_r}}}$
升压式(图 3)	$\frac{2(V_i - V_d)}{1 + \frac{1}{R_L C f_s} \times \frac{1 - e^{-\rho_1 T_s \omega_r}}{1 + e^{-\rho_1 T_s \omega_r}}}$	$\frac{1 - V_d/V_i}{1 + \frac{1}{R_L C f_s} \times \frac{1 - e^{-\rho_1 T_s \omega_r}}{1 + e^{-\rho_1 T_s \omega_r}}}$
反相式(图 4)	$-\frac{V_i - 2V_d}{1 + \frac{1}{R_L C f_s} \times \frac{1 - e^{-\rho_1 T_s \omega_r}}{1 + e^{-\rho_1 T_s \omega_r}}}$	$\frac{1 - 2V_d/V_i}{1 + \frac{1}{R_L C f_s} \times \frac{1 - e^{-\rho_1 T_s \omega_r}}{1 + e^{-\rho_1 T_s \omega_r}}}$

4 实验验证

基于图 1 本文制作了一台 12V/5V/2.5A 的样机, 开关管选用 POWER MOSFET IRFZ34N, 快恢复二极管选用 MBR6045。电路中各项参数为 $L_r = 580\text{nH}, C_r = 3.3\mu\text{F}, C_o = 330\mu\text{F}, f_r = 114\text{kHz}$ 。当 $f_s = 60\text{kHz}$ 时, 式(10)的计算结果为 $V_o = 4.64\text{V}$ 。而 $f_s = 60\text{kHz}$ 时样机的稳态波形如图 5 所示, 可见实验波形与图 2 的仿真波形相一致, 能够实现零电流开关。图 5(d) 中输出电压的测量值为 4.65V, 与计算结果相符合。图 6 记录了改变 f_s 大小时输出平均电压 V_o 的计算值和实际值, 由此证明本文所推导输出电压表达式的正确性。

为了研究降压式谐振开关电容变换器的闭环调频控制效果, 可在负载电阻 R_L 不变的情况下改变输入电压 V_i 的大小, 通过调节 f_s 使输出平均电压 V_o 保持恒定, 实验结果如图 7(a) 所示。图 7(b) 则出示了在 V_i 不变的情况下改变 R_L 时样机的调频控制结果。图 7 的实验结果说明降压式谐振开关电容变换器能够通过调频方式控制输出电压。

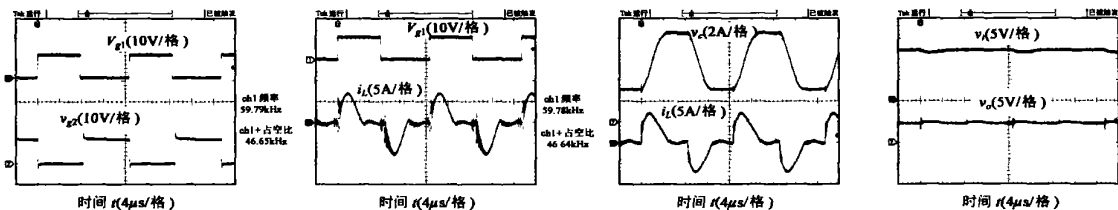


图 5 降压式谐振开关电容变换器样机的实验波形

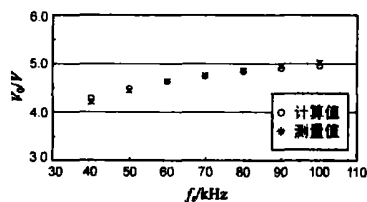


图 6 输出电压与开关频率之间的关系

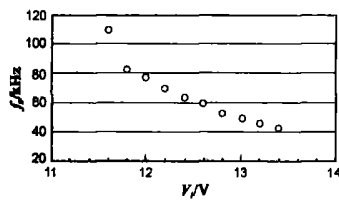
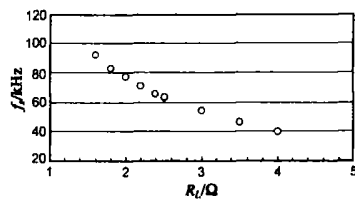
(a) 当 $R_L = 2\Omega$ 时开关频率 f_s 与输入电压 V_i 之间的关系(b) 当 $V_i = 12V$ 时开关频率 f_s 与负载 R_L 之间的关系

图 7 降压式谐振开关电容变换器样机的调频控制效果

5 结论

本文在全面考虑电路的实际参数和运行条件的情况下,论述了如何进行谐振开关电容变换器的稳态分析,推导出一系列谐振开关电容变换器的输出平均电压与工作效率的代数表达式,并由此提出一种频率控制方法.实验结果充分证明了分析方法的正确性和结论的准确性.本文的研究成果为谐振开关电容变换器的推广应用提供了有力的理论基础.

参考文献:

- [1] Midgley D, Sigger M. Switched capacitors in power control [J]. Proc Inst Elect Eng., 1974, 121(7): 703–704.
- [2] Oota I, Inoue T, Ueno F. A realization of low power supplies using switched capacitor transformers and its analysis [J]. Trans IECE Japan, 1983, J 66C: 576–583.
- [3] 刘健, 陈治明, 钟彦儒. 开关电容 DC-DC 变换器的分析 [J]. 电子学报, 1997, 25(2): 83–85.
Liu Jian, Chen Zhiming, Zhong Yanru. Analysis of switched capacitor dc/dc converters [J]. Acta Electronic Sinica, 1997, 25(2): 83–85. (in Chinese)
- [4] 刘健, 陈治明, 钟彦儒. 开关电容 DC-DC 变换器的效率 [J]. 微电子学, 1997, 27(1): 26–31.
Liu Jian, Chen Zhiming, Zhong Yanru. On the efficiency of dc to dc converters based on switched capacitor networks [J]. Microelectronics, 1997, 27(1): 26–31. (in Chinese)
- [5] 刘健, 陈治明. 开关电容 DC-DC 变换器的最佳控制方法 [J]. 电子学报, 1998, 26(8): 129–131.
Liu Jian, Chen Zhiming. Optimum regulation on switched capacitor dc/dc converters [J]. Acta Electronic Sinica, 1998, 26(8): 129–131. (in Chinese)
- [6] 刘健, 陈治明, 严百平. 一种高效开关电容 AC-DC 变换器 [J]. 微电子学, 1998, 28(5): 304–307.
Liu Jian, Chen Zhiming and Yan Baiping. A new switched capacitor ac/dc converter with high efficiency [J]. Microelec-

tronics, 1998, 28(5): 304–307. (in Chinese)

- [7] Cheng K W E. New generation of switched capacitor converters [A]. Proc IEEE PESC [C]. Fukuoka, Japan, 1998. 1529–1535.
- [8] Yeung Y P B, Cheng K W E, Ho S L, et al. Unified analysis of switched capacitor resonant converters [J]. IEEE Trans Ind Electron, 2004, 51(4): 864–873.
- [9] Cheng K W E. Zero current switching switched capacitor converters [J]. IEEE Proc Electr Power Appl, 2001, 148(5): 403–409.
- [10] Shoyama M, Naka T, Ninomiya T. Resonant switched capacitor converter with high efficiency [A]. Proc IEEE PESC [C]. Aachen, Germany, 2004. 3780–3786.
- [11] Lin Y, Liaw D. Parametric study of a resonant switched capacitor dc/dc converter [A]. Proc IEEE TENCON [C]. Singapore, 2001. 710–716.

作者简介:



丘东元 女, 1972 年 11 月生于广东, 2002 年 11 月获得香港城市大学博士学位, 2003 年起在华南理工大学电力学院任教, 研究方向为电力电子系统的拓扑结构与控制方法.
E-mail: epdyqiu@scut.edu.cn.



郑春芳 女, 1978 年 3 月生于江西泰和, 博士研究生, 2003 年 7 月毕业于华南理工大学电力电子与电气传动专业, 获得硕士学位. 研究方向为高频开关电源的谐波消除.