

谐振开关电容变换器新型PWM控制策略

丘东元, 张波, 郑春芳, 王磊
(华南理工大学电力学院, 广东省广州市510641)

New PWM Control Method of Resonant Switched Capacitor DC-DC Converter

QIU Dong-yuan, ZHANG Bo, ZHENG Chun-fang, WANG Lei

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

ABSTRACT: Resonant switched capacitor converter (RSCC) has the advantage of zero-current switching, however, the regulation of output voltage is poor. A new PWM control method for RSCC is presented in this paper. In the proposed method, the discharging time is fixed and the charging time is variable, good output voltage regulation for large changes in input voltage and/or load values can be obtained by adjusting the ratio of charging time. Almost all switching devices keep zero-current switching. The proposed PWM scheme has the advantages of low switching current and low EMI. A step-down RSCC is used as an example in this paper. The circuit operation principle and steady-state characteristics are described in detail. A 12V/5V/2A prototype based on the proposed method has been implemented, theoretical prediction of its regulation is verified experimentally.

KEYWORDS: Power electronics; Resonant; Switched capacitor converter; PWM control; Zero-current switching

摘要: 谐振开关电容变换器 (Resonant Switched Capacitor converter RSCC) 具有零电流开关的优点, 但其输出电压的调节能力差。为了控制谐振开关电容变换器的输出电压, 该文提出一种新型的 PWM 控制方式, 它通过调整开关电容的充电时间 (放电时间固定不变) 来控制输出电压, 使输出电压在输入电压和/或负载变化的情况下基本保持恒定。而且大部分开关器件仍保留零电流开关特性, 因此具有开关电流应力低、EMI 小等优点。该文以一个降压式谐振开关电容变换器为研究对象, 详细分析了其工作过程和稳态特性, 并制作了一台 12V/5V/2A 的实验样机控制系统, 验证了该 PWM 控制方法的正确性和可行性。

基金项目: 国家自然科学基金项目 (50507004); 广东省自然科学基金项目 (04020012); 教育部留学人员科研启动基金。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50507004).

关键词: 电力电子; 谐振; 开关电容变换器; PWM 控制; 零电流开关

1 引言

开关电容变换器是一种仅以电容为储能元件的新一代功率变换器, 具有体积小, 重量轻, 高效率、高功率密度和易于集成等优点, 适应电力电子技术的发展趋势, 成为小型开关电源的发展趋势之一^[1-4]。然而, 传统的普通开关电容变换器普遍存在开关电流大、EMI 问题严重、输出电压不能调节等缺点。因此, 为了改善开关电容变换器性能, 近年来出现了不少控制技术和新的拓扑形式^[5-10]。其中 PWM 技术通过调节充电时间的长短控制输出电压, 但开关电流在充放电过程中呈指数型变化, 很快就接近零, 因此能够调节的时间比较短, 而且开关器件的电流应力仍然很大^[5-8]。谐振开关电容变换器则通过引入一个与开关电容串联的小电感实现所有开关器件的零电流开通和关断, 达到减少开关损耗和降低 EMI 的目的^[9-10]。但谐振开关电容变换器的输出电压由电路的拓扑形式决定, 输出调节能力比较差。

为了全面提高开关电容变换器的性能, 本文提出将 PWM 控制技术应用于谐振开关电容变换器的新思路, 即通过控制开关电容的导通占空比 (充电时间可调, 放电时间不变), 改变开关电容在充电期间所吸收电量的多少, 从而实现开关电容变换器输出电压的调节。这种控制方法不仅使大部分的开关器件具有软开关特性, 而且能在输入电压和/或负载发生变化的情况下保持输出电压的稳定。本文以一个降压式谐振开关电容变换器为研究对象, 详细叙

述了其运行原理，并提供了输出电压和工作效率的计算方法，为谐振开关电容变换器的稳态分析提供了理论依据。最后，本文用一台 12V/5V/2A 的样机实验验证了理论分析成果，PWM 控制技术的可行性将有利于谐振开关电容变换器的发展和应用。

2 PWM 谐振开关电容变换器的运行原理

一个采用 PWM 控制的典型降压式谐振开关电容变换器如图 1 所示。开关 S_1 和 S_2 一般选用电力 MOSFET 器件，在开关周期内轮流导通，其中 S_1 导通时电源向开关电容 C_r 充电； S_2 导通时， C_r 向负载放电。一个小谐振电感 L_r 与 C_r 串联。输出电容 C_o 通常比较大，因此可以忽略输出电压上的纹波。 v_{g1} 和 v_{g2} 分别为 S_1 和 S_2 的控制信号。在本文提出的 PWM 控制方式中， S_1 的占空比 d_1 （即开关电容的充电时间）是可变的，而 S_2 的占空比 d_2 （即开关电容的放电时间）固定不变，通常被设定为 50%，因此改变 d_1 的大小，可以调节输出电压。

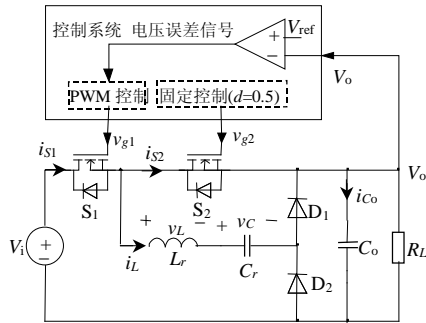


图 1 一个采用 PWM 控制的典型降压式谐振开关电容变换器

Fig. 1 A typical step-down RSCC with PWM control

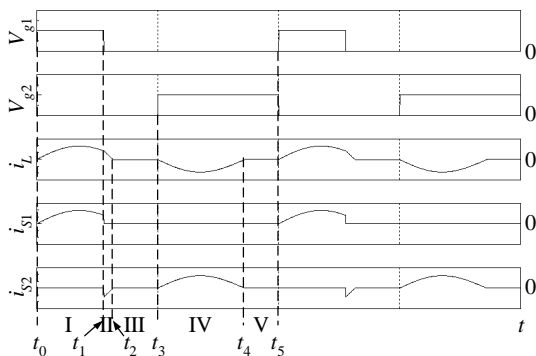


图 2 PWM 控制时降压式谐振开关电容变换器的理想稳态波形

Fig. 2 Idealized waveforms of PWM control step-down RSCC

图 2 出示了采用 PWM 控制时降压式谐振开关电容变换器的稳态理想波形。由图 2 可见，为了保

证 S_2 在开关电容的放电期间实现零电流开关，谐振开关电容变换器的开关频率 f_s 必须小于谐振频率 f_r 。当采用 PWM 控制时，与传统的降压式谐振开关电容变换器不同之处是：变换器的每个工作周期包含了 5 个阶段，其中阶段 II 是新增的。各阶段的等效电路图参见图 3。

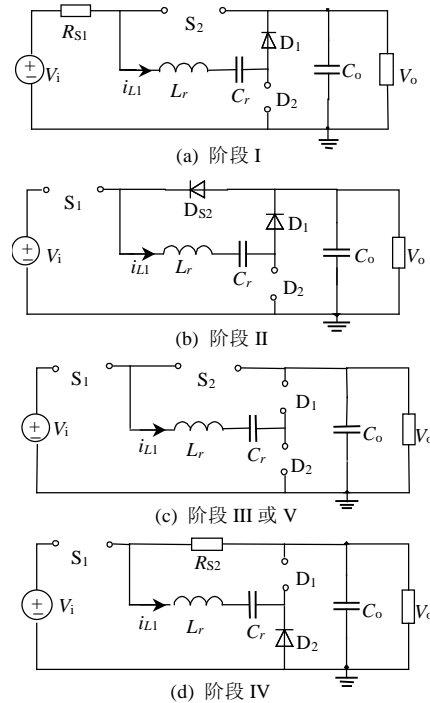


图 3 PWM 控制时降压式谐振开关电容变换器的等效电路
Fig. 3 Equivalent circuits of the step-down RSCC with PWM control

阶段 I，如图 3(a)： $t=t_0 \sim t_1$ ，且 $t_1 - t_0 = d_1 T_s$ 。 S_1 在 t_0 处开通时， L_r 和 C_r 形成谐振。由于电感电流 i_L 不能突变，因此 S_1 零电流导通。输入电源 V_i 在一定的时间内 ($d_1 T_s$) 同时向 C_r 和 C_o 充电，其中 d_1 的大小由控制系统决定，用于维持输出电压 V_o 的稳定。根据图 3a，阶段 I 的状态方程及其解为

$$V_i = i_{L1} R_{S1} + v_L + v_C + V_d + V_o \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_{L1}(t) = \frac{V_{ec}}{\omega_r L_r} e^{-rt} \sin \omega_r t \\ v_{C1}(t) = V_i - V_d - V_o - \frac{2rV_{ec}}{\omega_r} e^{-rt} \sin \omega_r t - \frac{V_{ec}}{\omega_r} [e^{-rt} \omega_r \cos \omega_r t - r e^{-rt} \sin \omega_r t] \end{cases} \quad (2)$$

式中 $V_{ec} = V_i - V_o - V_d - V_{Cmin}$ ，其中 V_{Cmin} 是开关电容电压 v_C 在 t_0 处的大小， V_d 是二极管的正向压降；忽略电感和电容的串联等效阻抗时， $r = R_S / 2L_r$ ，其中 R_S 为开关的导通电阻；而谐振角频率的大小为

$$w_r = \sqrt{[1/L_r(C_r // C_o)] - r^2}.$$

阶段 II, 如图 3(b): $t=t_1 \sim t_2$, 且 $t_2-t_1=d_1T_s$ 。S₁ 在 t_1 处被关断, 如果此时 i_L 不为零, 那么 S₂ 的内部反并联二极管导通^[11], 为 i_L 提供续流回路, 于是 i_L 继续向 C_r 充电直至降为零, 二极管 D₁ 反向截止。在此阶段, C_o 向负载 R_L 放电, 因此阶段 II 的状态方程及其解为

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

$$\begin{cases} i_{L2}(t) = I_L(t_1) \cos w_o(t-t_1) - \\ \quad \frac{V_d + V_C(t_1)}{Z_r} \sin w_o(t-t_1) \\ v_{C2}(t) = -V_d - Z_r I_L(t_1) \sin w_o(t-t_1) + \\ \quad [V_d + V_C(t_1)] \sin w_o(t-t_1) \end{cases} \quad (4)$$

式中 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$; $w_o = 1/\sqrt{L_r C_r}$; $I_L(t_1)$ 为 i_{L1} 在 t_1 处的大小; 而 $V_C(t_1)$ 为 v_{C1} 在 t_1 处的大小。

阶段 III, 如图 3(c): $t=t_2 \sim t_3$, 且 $t_3-t_2=T_s/2 - (d_1+d_2)T_s$ 。此阶段所有开关器件的电流为零, 开关电容电压保持在其最大值 V_{Cmax} , 而 C_o 仍然向负载放电。此阶段的状态方程为

$$i_{co} + V_o / R_L = 0, \quad i_{L3} = 0, \quad v_{C3} = V_{Cmax} \quad (5)$$

阶段 IV, 如图 3(d): $t=t_3 \sim t_4$, 且 $t_4-t_3=\pi/w_r$ 。S₂ 在 t_3 处零电流开通, 将开关电容 C_r 在阶段 I 和 II 中存储的能量释放到负载。电感电流 i_L 由零开始递增至峰值, 然后下降为零, 二极管 D₂ 反向截止, 谐振结束。因此这个阶段将长达半个谐振周期(π/w_r), 此阶段的状态方程及方程的解为

$$i_{L4}R_{S2} + v_L + v_C - V_D - V_o = 0 \quad (6)$$

$$\begin{cases} i_{L4}(t) = \frac{V_{ed}}{w_r L_r} e^{-r(t-t_3)} \sin w_r(t-t_3) \\ v_{C4}(t) = V_o + V_d - \frac{2rV_{ed}}{w_r L_r} e^{-r(t-t_3)} \sin w_r(t-t_3) - \\ \quad \frac{V_{ed}}{w_r} [e^{-r(t-t_3)} w_r \cos w_r(t-t_3) - r e^{-r(t-t_3)} \sin w_r(t-t_3)] \end{cases} \quad (7)$$

式中 $V_{ed}=V_o+V_d-V_{Cmax}$, 其中 V_{Cmax} 是 v_C 在 t_3 处的大小。

阶段 V, 此阶段的等效电路与阶段 III 的相同, 即图 3(c): $t=t_4 \sim t_5$ 且 $t_5-t_4=T_s/2 - \pi/w_r$ 。所有开关器件的电流为零, C_o 向负载放电, 开关电容电压保持在其最小值 V_{Cmin} 不变。此阶段的状态方程为

$$i_{co} + V_o / R_L = 0, \quad i_{L5} = 0, \quad v_{C5} = V_{Cmin} \quad (8)$$

3 PWM 谐振开关电容变换器的输出特性

为了实现谐振开关电容变换器的 PWM 控制, 必须推导开关 S₁ 的占空比 d_1 与输出电压平均值 V_o 之间的关系。

根据上述分析, 当 $t=t_2$ 时, i_L 下降到零, v_C 上升至 V_{Cmax} , 即 $i_{L2}(t_2)=0$, $v_{C2}(t_2)=V_{Cmax}$ 。根据式(4), 得:

$$i_L(t_2) = 0 \Rightarrow \tan(w_o d_1 T_s) = \frac{I_L(t_1) \cdot Z_r}{V_C(t_1) + V_d} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \sin(w_o d_1 T_s) &= \frac{I_L(t_1) \cdot Z_r}{\sqrt{[I_L(t_1) \cdot Z_r]^2 + [V_C(t_1) + V_d]^2}} \\ \cos(w_o d_1 T_s) &= \frac{V_C(t_1) + V_d}{\sqrt{[I_L(t_1) \cdot Z_r]^2 + [V_C(t_1) + V_d]^2}} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} v_C(t_2) = V_{Cmax} &= -V_d + [V_C(t_1) + V_d] \cos(w_o d_1 T_s) + \\ & I_L(t_1) \cdot Z_r \sin(w_o d_1 T_s) = -V_d + \\ & \sqrt{[I_L(t_1) \cdot Z_r]^2 + [V_C(t_1) + V_d]^2} \end{aligned} \quad (11)$$

由式(9)-(11)可见, S₁ 关断后 i_L 续流时间 $d_1 T_s$ 以及 v_C 的最大值 v_{Cmax} 均与 $I_L(t_1)$ 、 $V_C(t_1)$ 的大小相关。

根据式(6)和(7), 可得开关电容上的电压差为

$$V_{Cmin} - V_{Cmax} = \frac{1}{C_r} \int_0^{\pi/w_r} i_{L4} dt = \frac{V_{ed} e^{-r\pi/w_r}}{L_r C_r (w_r^2 + r^2)} \quad (12)$$

输出电容 C_o 的电流在一个周期内的平均值应为零, 因此

$$\int_0^{T_s} i_{co} dt = \int_0^{d_1 T_s} i_{L1} dt - \int_0^{\pi/w_r} i_{L4} dt - \int_0^{T_s} (V_o / R_L) dt = 0$$

将 i_{L1} 和 i_{L4} 的表达式代入上式, 得

$$\begin{aligned} V_{ec} \left[\frac{w_r}{L_r} e^{-r d_1 T_s} (r \sin w_r d_1 T_s + w_r \cos w_r d_1 T_s) \right] \\ \frac{V_{ed} e^{-r\pi/w_r}}{L_r C_r (w_r^2 + r^2)} = \frac{V_o}{R_L f_s} \end{aligned} \quad (13)$$

将式(11)、(12)和(13)组成方程组, 可以求出输出平均电压 V_o 的大小, 详细求解过程列于附录。计算结果表明, V_o 与变换器的参数及运行条件相关, 即 $V_o=f(V_i, d_1, f_s, R_s, L_r, C_r, C_o, R_L)$ 。可见, 如果输入电压 V_i 或负载 R_L 发生变化, 只要调节 d_1 便能获得稳定的输出电压。

根据电路分析, PWM 控制时降压式谐振开关电容变换器的效率定义为

$$h = \frac{V_o I_o}{V_i \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{d_1 T_s} i_{L1} dt} = \frac{V_o^2 / R_L}{V_i \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{d_1 T_s} \left(\frac{V_i - V_o - V_d - V_{cmin}}{w_r L_r} e^{-rt} \sin w_r t \right) dt} \quad (14)$$

已知 V_o 和 d_1 ，可以求出变换器的效率。

4 实验验证

4.1 稳态特性验证

基于图 1 本文制作了一台 12V/5V/2A 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 $L_r=600nH$ ， $C_r=3.3\mu F$ ， $C_o=330\mu F$ ， $f_r=112kHz$ ， $f_s=100kHz$ 。当 $R_L=2.5\Omega$ ， $d_1=0.32$ ， $d_2=0.5$ 时， V_o 的计算结果为 5.01V，变换器的效率为 85.3%。样机实验的稳态波形如图 4，可见实验波形与图 2 的仿真波形基本一致，图中 d_1 、 d_2 及 V_o 的测量值分别为 31.76%、50.3% 和 5.02V，因此实验结果与计算结果相符合，说明本文的分析方法和公式推导正确。

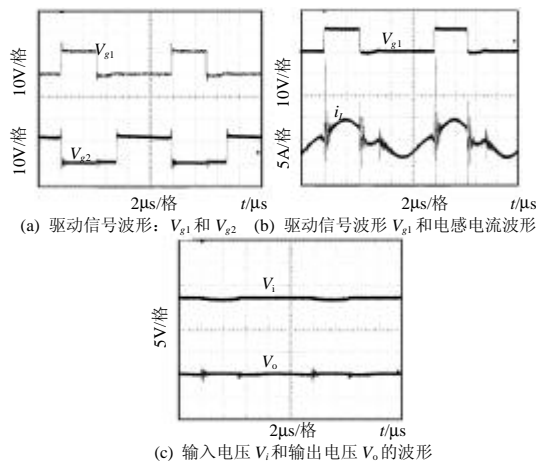


图 4 样机的实验波形

Fig. 4 Experimental waveforms of the prototype

4.2 PWM 闭环控制特性验证

根据 V_o 与 d_1 之间的关系，本文用芯片 SG3525 制作了一个 PWM 反馈控制环节。为了说明 PWM 控制时降压式谐振开关电容变换器的调节能力，样机的 PWM 控制效果如图 5 所示。其中图 5(a)记录了在 R_L 不变的情况下 V_i 与 d_1 的关系，图 5(b)则比较了此时采用 PWM 控制和不采用 PWM 控制（即 d_1 固定不变）所对应的输出电压误差。第二组实验是保持 V_i 不变并改变 R_L 的大小， R_L 与 d_1 的关系见图 5(c)，图 5(d)则比较了此时采用和不采用 PWM

控制所对应的输出电压误差。由图 5 可见， V_o 在 V_i 或 R_L 大范围变化的情况下能够保持恒定，PWM 控制效果显著。另一方面， d_1 的可调节范围比较大，谐振开关电容变换器的 PWM 控制容易实现。

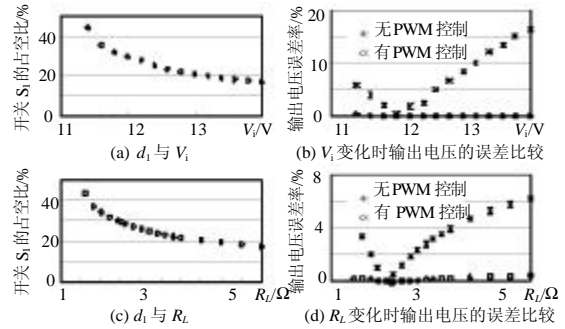


图 5 采用 PWM 控制时样机的调节能力

Fig. 5 Regulation capability of PWM control

普通降压式开关电容变换器（无串联电感）的工作效率近似为 $h=2V_o/V_i$ [12]，而谐振开关电容变换器的工作效率用式(14)表示。图 6 比较了采用 PWM 控制时普通降压式谐振开关电容变换器和谐振开关电容变换器的工作效率，可见在同等条件下，谐振开关电容变换器的工作效率比普通开关电容变换器稍高。

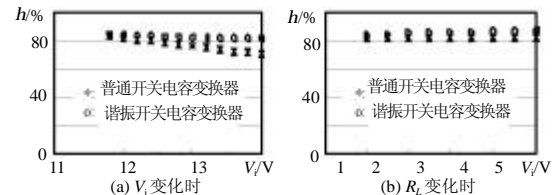


图 6 采用 PWM 控制时不同类型降压式开关电容变换器的工作效率

Fig. 6 Efficiency comparison between normal step-down SC converter and step-down RSCC

5 结论

本文提出了一种适用于谐振开关电容变换器的新型 PWM 控制方式，这种控制方式不仅能够保持输出电压的稳定，而且保留了谐振开关电容变换器的软开关特性。与谐振开关电容变换器的频率控制方式相比，采用 PWM 控制方式时变换器的工作频率固定，输出电压的谐波容易滤除。最后，本文的实验结果充分证明了 PWM 控制方式能够提供良好的调节功能，并且易于实现和推广。电力电子集成技术的发展，使 PWM 谐振开关电容变换器集成在一块半导体 IC 芯片上成为可能 [13]。

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[C]. in Trans. IECE Japan, 1983, J-66 C: 576-583.
- [3] 钱照明, 何湘宁. 电力电子技术及其应用的最新发展(一)[J]. 中国电机工程学报, 1997, 17(6): 361-366.
Qian Zhaoming, He Xiangning. The recent developments of power electronics and its applications (1) [J]. Proceedings of the CSEE, 1997, 17(6): 361-366.
- [4] 钱照明, 董伯藩, 何湘宁. 电力电子技术及其应用的最新发展(二)[J]. 中国电机工程学报, 1998, 18(3): 153-162.
Qian Zhaoming, Dong Baofan, He Xiangning. The recent developments of power electronics and its applications (2) [J]. Proceedings of the CSEE, 1998, 18(3): 153-162.
- [5] Cheong S, Chung H, Ioinovici A. Duty-cycle control boosts DC-DC converters[J]. IEEE Trans. on Circuits Devices Mag., 1993, 9(3): 36-37.
- [6] Choi B, Lim W, Choi S. Control design and closed-loop analysis of a switched-capacitor dc-to-dc converter[J]. IEEE Trans. on Aero. and Electron. Sys., 2001, 37(3): 1099-1107.
- [7] Cheong S, Chung H, Ioinovici A. Inductorless dc-to-dc converter with high power density [J]. IEEE Trans. On Ind. Electron., 1994, 41(4): 208-215.
- [8] Zhu G, Wei H, Batareseh I, et al. A new switched-capacitor dc-dc converter with improved line and load regulations[C]. Proceedings of ISCAS, Orlando, USA, 1999, 5: 234-237.
- [9] Cheng K. New generation of switched capacitor converters[C]. Proc IEEE PESC, Fukuoka Japan, 1998: 1529-1535.
- [10] Cheng K. Zero-current-switching switched-capacitor converters [J]. IEE Proc. -Electr. Power Appl., 2001, 148(5): 403-409.
- [11] 胡宗波, 张波. 同步整流器中 MOSFET 的双向导电特性和整流损耗研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(3): 88-93.
Hu Zongbo, Zhang Bo. Study on bi-directional conductivity and power loss of power mosfets in synchronous rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(3): 88-93.
- [12] Zhu G, Ioinovici A. Steady-state characteristics of switched-capacitor electronic converters[J]. Journal of Circuits, systems and computers, 1997, 7(2): 69-91.
- [13] 陈文洁, 杨旭, 杨控科, 等. 分立元件构成的电力电子集成功率模块的设计[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 104-110.
Chen Wenjie, Yang Xu, Yang Shuanke, et al. A design of discrete components based integrated power modules[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 104-110.

附录: 求解降压式谐振开关电容变换器输出电压 V_o 的 Mathematica 主要程序及简要说明

$A_1, A_2, K_i, K_v, X_c, X_o$ 和 X 均是式(1)~(13)中的一些已知值, 它们的大小由降压式谐振开关电容变换器的参数和运行条件决定。程序中用 P 指代 r , 用 W_r 指代 w_r 。

$$A_1 = (1 + \text{Exp}[-p/(2 \cdot f_r)] / (L_r \cdot (w_r^2 + p^2)));$$

$$A_2 = (w_r - \text{Exp}[-p \cdot d_1 / f_s] \cdot (p \cdot \text{Sin}[w_r \cdot d_1 / f_s] +$$

$$w_r \cdot \text{Cos}[w_r \cdot d_1 / f_s]) / (w_r \cdot L_r \cdot (w_r^2 + p^2));$$

$$K_i = \text{Exp}[-p \cdot d_1 / f_s] \cdot \text{Sin}[w_r \cdot d_1 / f_s] / (w_r \cdot L_r);$$

$$K_v = \text{Exp}[-p \cdot d_1 / f_s] \cdot$$

$$(w_r \cdot \text{Cos}[w_r \cdot d_1 / f_s] - p \cdot \text{Sin}[w_r \cdot d_1 / f_s]) / w_r;$$

$$X_c = K_v + K_i \cdot R_s;$$

$$X_o = -1 + X_c;$$

$$X = X_c \cdot V_d - X_o \cdot V_i;$$

I_{L1} 代表 $I_L(t_1)$, V_{c1} 代表 $V_C(t_1)$, 以下是经简化的 $I_L(t_1)$ 和 $V_C(t_1)$ 的表达式。

$$I_{L1} = (V_i - V_o - V_d - V_{cmin}) \cdot K_i;$$

$$V_{c1} = X_o \cdot V_o + X_c \cdot V_{cmin} + X_o \cdot (V_d - V_i);$$

引入一个中间变量 y , 简化方程组的求解。

$$y = \text{Sqrt}[(X + V_{cmin} \cdot X_c + V_o \cdot X_o)^2 +$$

$$(K_i^* (-V_{cmin} - V_d + V_i - V_o)^2 Z)^2];$$

$$V_{cmax} = -V_d + y;$$

根据式(12)和(13)构造方程组并求解。

$$e_1 = V_{cmax} - V_{cmin} - (V_{cmax} - V_d - V_o)^* A_1 / C_r;$$

$$e_2 = A_1^* (V_{cmax} - V_d - V_o) + A_2^* (-V_{cmin} - V_d + V_i - V_o) - V_o / (f_s^* R_L);$$

$$e_{11} = -V_{cmin} - V_d + y_1 - A_1^* (-2V_d - V_o + y_1) / C_r;$$

$$\text{Solve}[e_{11} = 0, \{y_1\}];$$

$$e_{21} = A_2^* (-V_{cmin} - V_d + V_i - V_o) - V_o / (f_s^* R_L) +$$

$$A_1^* (-2V_d - V_o + y_2);$$

$$\text{Solve}[e_{21} = 0, \{y_2\}];$$

利用中间变量 y , 求出 V_{cmin} 的表达式。

$$e_3 = y_1 - y_2;$$

$$e_{31} = \text{Together}[e_3];$$

$$e_{32} = \text{Numerator}[e_{31}];$$

$$\text{Solve}[e_{32} = 0, \{V_{cmin}\}];$$

将 V_{cmin} 的表达式代入 y , 求出 V_o 。

$$e_4 = y^2 - y_1^2;$$

$$e_{41} = \text{Together}[e_4];$$

$$e_{42} = \text{Numerator}[e_{41}];$$

$$\text{Solve}[e_{42} = 0, \{V_o\}].$$

收稿日期: 2005-08-08。

作者简介:

丘东元 (1972-), 女, 博士, 研究方向为电力电子装置;

张波 (1962-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子与交流传动;

郑春芳 (1978-), 女, 博士研究生, 研究方向为高频开关电源的谐波消除。

(编辑 王彦骏)