

文章编号: 1006-4710(2012)03-0340-05

一种改善开关电容变换器工作特性的控制方法

刘庆丰, 冷朝霞, 王华民

(西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048)

摘要: 以实现开关电容变换器的低输出电压纹波和提高变换器轻载时的效率为目的, 基于电容电荷的平衡原理, 提出了一种脉冲序列对的变换器控制方式。分析了变换器在新型控制方式下的工作过程。通过研究开关电容变换器开关损耗和线路寄生参数损耗的特点, 分析了新型控制方式在实现低输出电压纹波时对变换器效率的改善作用。通过实验验证了新型控制方式对开关电容变换器工作特性的改善作用。

关键词: 开关电容; 效率; 损耗; 纹波; 脉冲序列

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A

A Kind of Controlling Method to Improve Work Behaviors of Switched Capacitor Converter

LIU Qingfeng, LENG Zhaoxia, WANG Huamin

(Faculty of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: With the purpose of achieving the low output voltage ripple of switched capacitor convertor and improving the converter efficiency operating with light load, a kind of controlling method of twin pluses for switched capacitor converter based on the capacitance charge balance principle is suggested in this paper. The working process of the converter under the new type of controlling method is analyzed. The improved functions of converter efficiency in the case of new type of controlling method in achieving the low output voltage ripple are analyzed via studying the characteristics of switching energy loss and parasitic parameters loss in circuitry of the switched capacitor converter. The improved functions of the new type of controlling method upon the work behaviors of switched capacitor converter are tested via the experiments.

Key words: switched capacitor; efficiency; loss; voltage ripple; pulse sequence

随着电力电子技术的发展大量便携式设备的出现对开关电源在体积和重量上有了更进一步的要求。相对于传统的 DC-DC 变换器, 开关电容变换器有着众多的优点, 如体积小、重量轻、能降低电磁干扰等^[1-4]。文献[5-7]指出, 开关电容变换器输出功率越大则效率越高。为了解决变换器在输出功率较低时效率降低的问题, 文献[8]提出了在不同的开关电容变换器网络间切换的工作方法, 但这种方法会增加变换器体积和硬件成本, 控制逻辑也比较复杂^[7,9]。

为改善开关电容变换器的工作特性, 采取不同控制策略的变换器特性被分析研究。两种比较成熟

的控制方法是跳频控制和恒频控制, 但跳频控制下变换器的输出纹波会随着负载变化, 恒频控制在负载较轻时变换器效率会降低。

本研究基于一阶推挽式开关电容变换器的工作特点, 提出了一种脉冲序列控制方法, 使开关电容变换器在负载的较大变化范围内具有较高的效率, 及较小的输出电压纹波。

1 一阶推挽开关电容变换器的基本工作原理

图 1 是 PWM 型一阶推挽开关电容升压变换器示意图, 其中 V_1 为输入电压, V_2 为输出电压。 S_1 、 S_2 是功率开关, VD_1 、 VD_2 是二极管, C_1 是中间电容,

收稿日期: 2012-04-02

作者简介: 刘庆丰(1971-), 男, 辽宁鞍山人, 副教授, 研究方向为电力电子技术及其应用。E-mail: liuqingfeng@xaut.edu.cn。

C_{m1} 是滤波电容, R 是负载, V_{ref} 为电压反馈控制给定参考电压, k 为反馈系数, D 是稳态工作时 S_2 的导通占空比。

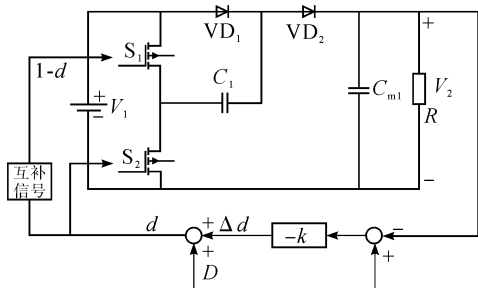
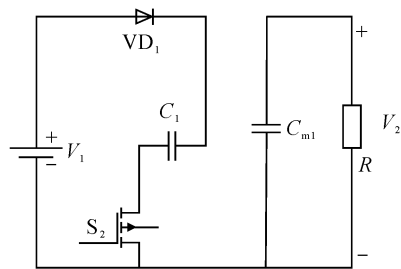
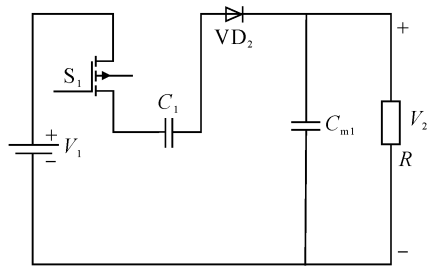


图1 PWM型一阶推挽开关电容变换器示意图
Fig.1 PWM first order push-pull switched capacitor converter

整个工作过程分为两个阶段。阶段一, 开关管 S_2 导通, S_1 关断, V_1 经 VD_1 和 S_2 给 C_1 充电, C_{m1} 给负载供电, 如图 2(a) 所示。阶段二, 开关管 S_1 导通, S_2 关断, V_1 经 S_1 和 VD_2 , 与 C_1 串联给 C_{m1} 充电, 如图 2(b) 所示。



(a) 变换器在阶段一的工作图



(b) 变换器在阶段二的工作图

图2 变换器各工作阶段图

Fig.2 The chart of work stages of converter

滤波电容电压 U_{cm1} 、中间电容电压 U_{c1} 和开关管驱动信号如图 3 所示。 $t1$ 区间为工作阶段二的开始期间, 电容 C_{m1} 的电压和电源串电容 C_1 的电压处于平衡阶段, 不考虑二极管压降的情况下 C_{m1} 的电压 U_{oH} 和 $U_{c1} + V_1$ 相等。 $t1 + t2$ 区间为变换器在阶段二的工作时间, U_{cL} 为阶段二结束时 C_1 的电压。 $t3$ 为变换器在阶段一的工作时间, U_{oL} 为工作阶段一结束时 C_{m1} 的电压, U_{cH} 为工作阶段一结束时 C_1 的电压。

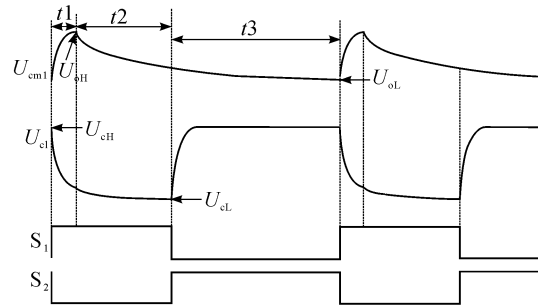


图3 电压和驱动信号波形

Fig.3 Voltage waveform and driving signal

2 新型控制策略原理

如果图 3 中 $t1$ 和 $t3$ 足够长, 则 C_{m1} 和电源串电容 C_1 的电压达到平衡, 而阶段一结束时 C_1 的电压 U_{cH} 等于电源电压 V_1 。在不考虑二极管压降的情况下, 可列出 $t1$ 区间的电荷平衡方程, 见式(1)。

$$C_1 V_1 + C_{m1} U_{oL} = C_1 (U_{oH} - V_1) + C_{m1} U_{oH} \quad (1)$$

根据式(1)可得:

$$U_{oH} = \frac{2C_1 V_1 + C_{m1} U_{oL}}{C_1 + C_{m1}} \quad (2)$$

新型控制策略的基本原理为将 U_{oL} 设定为变换器的输出电压, $U_{oH} - U_{oL}$ 为变换器输出电压的纹波大小。因此只要输出电压达到 U_{oL} 的时间点(即变换器开始阶段二工作的时间点), 则根据(2)式进行变换器电容参数的设计, 以实现变换器输出电压为 U_{oL} , 输出纹波控制在 $U_{oH} - U_{oL}$ 的状态。

新型控制策略下变换器的脉冲序列和电压波形见图 4。

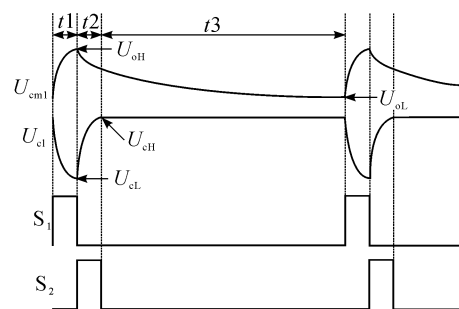


图4 脉冲序列和电压波形图

Fig.4 The chart of pulse sequences and voltage waveform

如图 4 所示, S_1 和 S_2 的脉冲组成一个脉冲序列, 当变换器输出电压低于 U_{oL} 时给 S_1 送脉冲, S_1 的脉冲持续时间尽量接近 $t1$, 即保证电压平衡所需的时间。 $t1$ 时刻结束时给 S_2 送脉冲, S_2 的脉冲持续时间保证 C_1 电压在此时间段内能达到电源电压。实际电路工作时脉冲序列是先发送 S_2 的脉冲, 然后发送 S_1 的脉冲。

变换器的工作过程分为三个阶段, 即:

1) t_1 时间段,其电路结构如图 2(b)所示。开关管 S_1 导通, S_2 关断, V_1 经 S_1 和 VD_2 串联 C_1 给 C_{m1} 充电。 C_1 电压下降到 U_{cL} , C_{m1} 电压上升为 U_{oH} , U_{oH} 的值如(2)式所示,两者在不考虑二极管压降的情况下基本相等。

2) t_2 时间段,其电路结构如图 2(a)所示。开关管 S_2 导通, S_1 关断, V_1 经 VD_1 和 S_2 给 C_1 充电, C_{m1} 给负载供电。 U_{c1} 的变化如(3)式所示,电压上升到 U_{cH} , 即:

$$U_{c1} = U_{cL}e^{-\frac{t}{R_{est}C_1}} + V_1(1 - e^{-\frac{t}{R_{est}C_1}}) \quad (3)$$

其中, R_{est} 为线路中的等效串联电阻。

U_{cm1} 的变化为:

$$U_{cm1} = U_{oH}e^{-\frac{t}{RC_{m1}}} \quad (4)$$

其中, R 为变换器负载。

3) t_3 时间段,电路结构如图 5 所示,开关管 S_1 、 S_2 关断, C_{m1} 继续给负载供电,当 U_{cm1} 下降到 U_{oL} 时 t_3 阶段结束。

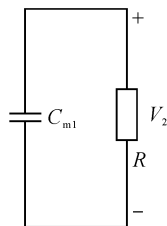


图 5 新控制策略下变换器第三阶段电路
Fig. 5 The third work stage of converter with new control strategy

3 控制策略分析

开关电容变换器的能量损耗可分为两类,一类为开关损耗,一类为线路寄生参数损耗。开关损耗与变换器开关频率成正比,线路寄生参数损耗直接受变换器输出功率大小的影响。图 6 为变换器效率 η 与输出功率 P_{out} 的典型关系曲线,变换器输出功率越大,效率越高^[5-7],这是因为在变换器输出功率减小而开关频率不变的情况下,开关损耗将占到变换器输入功率较大的份额^[10-11],因此,可通过降低变换器在输出功率较小(轻载)时的开关频率来减小开关损耗,从而提高变换器在轻载时的效率。

本研究提出的控制策略为当检测到变换器输出电压低于 U_{oL} 时给开关管送脉冲序列,在发送脉冲之前,变换器工作在如图 5 所示的 t_3 时间段,由 C_{m1} 给负载供电, U_{cm1} 的变化如(4)式所示,放电电路的时间常数为 $R \cdot C_{m1}$ 。因此,当变换器轻载时 R 较大,放电电路时间常数大,可延长发送脉冲序列的间隔时间,即可降低开关频率。

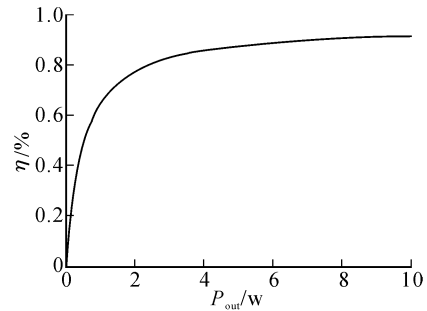


图 6 典型效率曲线
Fig. 6 Typical efficiency curve

变换器线路中的寄生参数如电容等效串联阻抗、导线电阻及开关管导通电阻等,可体现在变换器充放电回路的等效阻抗上。图 7 为充电回路, R_s 为线路等效电阻,开关 S 闭合后电容 C 的电压如(5)式所示,回路中电流 i 如(6)式所示,(5)式中的 U_0 代表电容 C 充电前的初始电压。

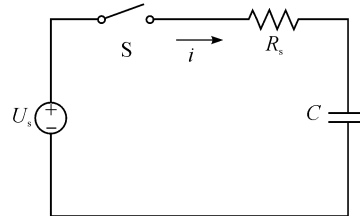


图 7 充电电路
Fig. 7 Charging circuit

$$U_c = U_0e^{-\frac{t}{R_sC}} + U_s(1 - e^{-\frac{t}{R_sC}}) \quad (5)$$

$$i = C \frac{dU_c}{dt} = \frac{U_s}{R_s}e^{-\frac{t}{R_sC}} - \frac{U_0}{R_s}e^{-\frac{t}{R_sC}} \quad (6)$$

若充电时间足够长则充电结束后 R_s 上的能量损耗计算如(7)式所示:

$$W_R = \int_0^{+\infty} i^2 R_s dt = \int_0^{+\infty} \left(\frac{U_s}{R_s}e^{-\frac{t}{R_sC}} - \frac{U_0}{R_s}e^{-\frac{t}{R_sC}} \right)^2 R_s dt = \frac{C(U_s - U_0)^2}{2} \quad (7)$$

根据(7)式可判断,开关电容线路上寄生参数的损耗可通过减小电容充电前后的电压差来降低。

本研究提出以 $U_{oH}-U_{oL}$ 为变换器输出电压的纹波,根据纹波的要求进行变换器电容参数的设计,结合图 4 的工作电压波形可知,要求的纹波越小,电容充放电前后的电压差也越小,则线路的寄生参数损耗也相应降低。

综上所述,本研究提出的控制策略是通过降低变换器在轻载时的开关频率来减小变换器的开关损耗,控制输出电压的较小纹波,同时减小线路的参数损耗。

4 实验结果

设计一个输入 5 V, 输出 8 V, 输出纹波为 50

mV 的一阶推挽开关电容变换器。取中间电容 $C_1 = 8 \mu\text{F}$, 根据 (2) 式可计算出滤波电容 C_{ml} 的大小为:

$$C_{\text{ml}} = \frac{2C_1 V_1 - C_1 U_{\text{oH}}}{U_{\text{oH}} - U_{\text{oL}}} = \frac{2 \times 8 \times 5 - 8 \times (8 + 50 \times 10^{-3})}{50 \times 10^{-3}} = 312 \mu\text{F} \quad (8)$$

开关管选用 IRF540, 其耐压为 100 V, 导通电阻为 0.05Ω , 允许通过电流为 30 A。二极管选用 NF002 G, 耐压为 60 V, 允许电流为 15 A。

图 8 ~ 图 12 分别为变换器空载、负载 500Ω 和 200Ω 时的开关管脉冲波形和输出电压波形及电压纹波波形。

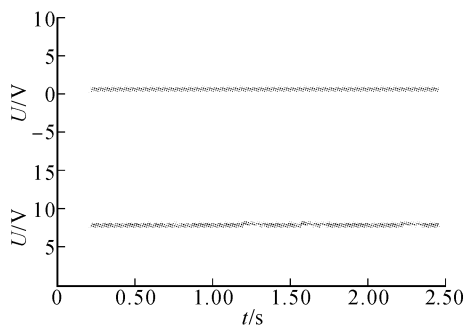


图 8 空载时电压输出波形和脉冲波形图
Fig. 8 The chart of output voltage and driving pulse without load

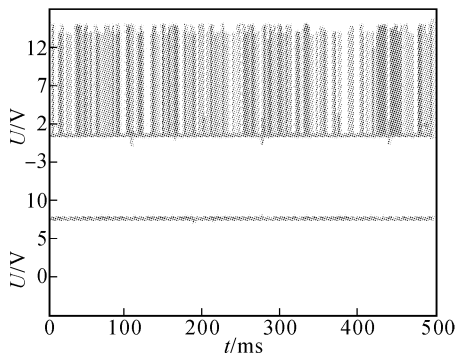


图 9 负载电阻为 500Ω 时电压输出波形和脉冲波形图
Fig. 9 The chart of Output voltage and driving pulse when load resistance is 500Ω

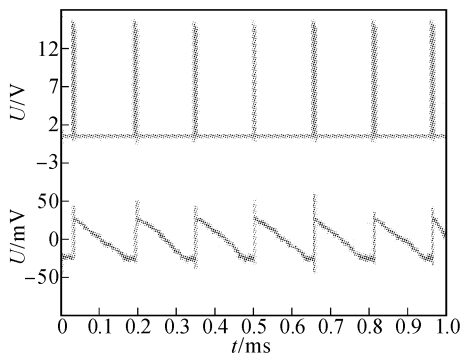


图 10 负载电阻为 500Ω 时电压输出纹波和脉冲波形图
Fig. 10 The chart of output voltage ripple and driving pulse when load resistance is 500Ω

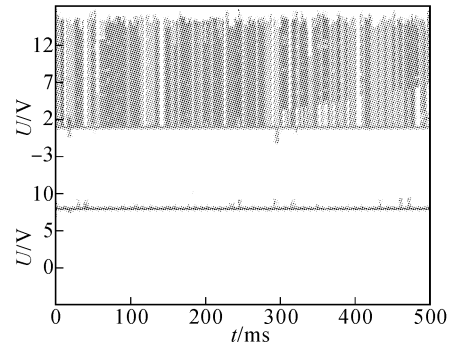


图 11 负载电阻为 200Ω 时电压输出波形和脉冲波形图
Fig. 11 The chart of output voltage and driving pulse when load resistance is 200Ω

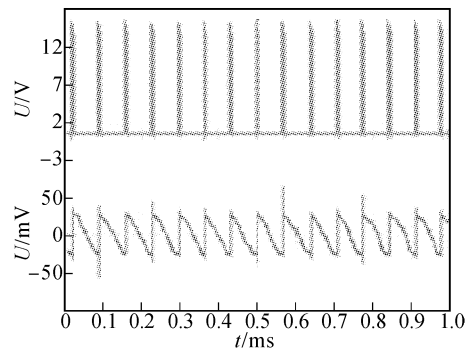


图 12 负载电阻为 200Ω 时电压输出波形和脉冲波形图
Fig. 12 Output voltage ripple and driving pulse when load resistance is 200Ω

由图 8、图 9 和图 11 可以看出, 在空载时脉冲序列的频率很低只有不到 10 Hz, 随着负载变大脉冲序列的频率升高, 500Ω 负载电阻时脉冲序列频率为 6.58 kHz, 200Ω 负载电阻时为 15.29 kHz。图 10 和图 12 显示, 不同负载运行时变换器都维持了一个较小的电压纹波, 约为 53 mV。通过实验可知, 采用本研究提出的控制策略, 一阶推挽开关电容变换器实现了较小的电压纹波, 在变换器负载较轻时通过减小开关频率来降低开关损耗, 提高变换器在轻载运行时的效率。

5 结 论

1) 以一阶推挽开关电容变换器为研究对象提出了一种跟踪变换器的输出电压变化, 发送脉冲序列的控制方式。

2) 采取本研究提出的控制方式, 变换器能通过实现低输出电压纹波, 降低线路寄生参数损耗, 并通过减小变换器轻载时的开关频率降低开关损耗。从而通过实现低纹波输出和提高变换器效率, 改善了变换器的工作特性。

参考文献:

[1] 丘东元, 张波, 郑春芳, 等. 谐振开关电容变换器新型

- PWM 控制[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(2): 116-120.
- Qiu Dongyuan, Zhang Bo, Zheng Chunfang, et al. New PWM control method of resonant switched capacitor DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(2): 116-120.
- [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 Dongyuan, Zheng Chunfang, Zhang Bo. Characteristic analysis of ZCS resonant switched capacitor DC-DC converters [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(11): 1921-1924.
- [3] 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 Lisen, Wang Lizhi. Study on nonlinear dynamics behavior in PWM switched capacitor DC-DC converter[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(2): 266-270.
- [4] 王磊, 张波, 丘东元. DC/DC 开关电容变换器的控制技术[J]. 电力电子技术, 2004, 38(6): 103-105.
- Wang Lei, Zhang Bo, Qiu Dongyuan. Control techniques of switched capacitor DC/DC converters[J]. Power Electronics, 2004, 38(6): 103-105.
- [5] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 1999.
- [6] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [7] 林渭勋. 现代电力电子电路[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [8] 杨雨佳, 邵滨, 王颖, 等. 脉冲频率控制的开关电容型 DC/DC 转换器的设计以及性能优化[J]. 复旦学报, 2006, 45(4): 426-430.
- Yang Yujia, Shao Bin, Wang Ying, et al. The design and performance improvement of a PFM controlled switched capacitor DC/DC converter[J]. Journal of Fudan University, 2006, 45(4): 426-430.
- [9] Lee H, Mok P K T. Switching noise reduction techniques for switched-capacitor voltage doubler[J]. IEEE Process Custom Integrated Circuits Confoness. 2003: 693-696.
- [10] Seung Chul Lee, Dong Soo Park, Jung Hee Song. A low-ripple switched-capacitor DC-DC up converter for low-voltage applications [J]. Proceedings of the Second IEEE Asia Pacific Conference, 2000: 13-16.
- [11] Steigerwald R L. A comparison of half bridge resonant converter topologies [J]. IEEE Transcation Power Electron, 1998, 22(3): 174-182.

(责任编辑 李虹燕)