

采用有源电容倍增器改善开关电容 DG-DC 变换器的性能

张立森¹, 王立志^{1,2}, 贾 博¹

(1. 空军工程大学理学院, 陕西西安 710051; 2. 西安理工大学电子工程系, 陕西西安 710048)

摘 要: 研究了开关电容 DG-DC 变换器输出电压与电容的关系, 分析了变换器输出电压波纹产生的原因. 针对变换器中大电容难集成的问题, 提出了一种基于跨导放大器和第二代电流传输器的有源电容倍增器的新型拓扑结构. 该电路只用较少的元件就可以实现开关电容变换器中的浮地和接地电容. 以二阶开关电容 DG-DC 变换器为例, 用 PSPICE 软件分别对采用了有源电容倍增器的新型结构和传统结构进行了仿真. 结果显示, 基于有源电容倍增器的开关电容变换器仅用 100pF 电容就等效了 200nF 电容的输出性能, 而且具有更低的输出电压波纹.

关键词: 开关电容变换器; 有源电容倍增器; 输出纹波; 跨导放大器; 电流传输器

中图分类号: TM 464 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 08-1563-04

Improving Performance of Switched-Capacitor DG-DC Converter with Active Capacitance Multiplier

ZHANG Li-sen¹, WANG Li-zhi^{1,2}, JIA Bo¹

(1. Institute of Science, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710051, China;

2. Department of Electronic Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an, Shaanxi 710048, China)

Abstract: The relationship between output voltage and capacitance in switched-capacitor DG-DC converter was investigated, and the reasons for output voltage ripple in the converter were analyzed. Aiming at the difficulties in fabricating large capacitors in the converter, a new topology of active capacitance multiplier based on OTA and CC II was proposed. This circuit realized the functions of floating capacitor and grounded capacitor in switched-capacitor converter with fewer components. Taking second-order switched-capacitor DG-DC converter as an example, we simulated output performances of traditional and novel circuit structures respectively by software PSPICE. The results show that the performance of novel converter with 100pF capacitors is equivalent to the conventional converter with 200nF capacitors. And also the converter based on active capacitance multiplier has much lower output voltage ripple.

Key words: switched-capacitor converter, active capacitance multiplier, output ripple, operational transconductance amplifier, current conveyor

1 引言

开关电容 DG-DC 变换器是近年来研究的一种新型功率变换器, 它不含磁性元件, 所以适合于单片集成, 而且有很高的转换效率^[1-3,6]. 但是, 为保证一定的输出电压, 这种变换器需要较大电容, 一般在微法数量级, 这在目前的集成电路工艺中是难于实现的. 研究还发现, 输出电压纹波与输出滤波电容的等效串联电阻(ESR: Equivalent Series Resistance)有很大关系, 要想获得较为平滑的输出电压, 就必须减小滤波电容的 ESR. 然而, ESR 的大小取决于集成电路工艺水平, 单从提高工艺来降低电容的 ESR 往往带来成本的增加, 而且效果也不理想. 文献[4, 5]报道了采用有源电容倍增器来提高电荷泵输

出电流的方法, 为解决上述问题提供了一种思路, 但需要用较多的有源元件和无源元件, 而较多的无源元件又给集成带来困难, 而且文献中只实现了浮地电容.

鉴于上述问题, 本文研究了采用跨导放大器(OTA: Operational Transconductance Amplifier)和第二代电流传输器(CC II: second generation Current Conveyor)构成的有源电容倍增器. 由于倍增电路中引入了跨导放大器, 就可使用更少的无源、有源元件, 经过有源网络进行阻抗变换, 实现以小电容来等效开关电容 DG-DC 变换器中较大的浮地电容和接地电容. 另外, 等效后电容的 ESR 较之以前有很大降低, 而且还可通过调整跨导放大器的 g_m 来实现对等效电容值的在系统调节, 从而进一步改善了开关电容 DG-DC 变换器的性能.

2 开关电容 DC-DC 变换器的输出特性分析

二阶开关电容 DC-DC 变换器的电路结构和开关控制信号如图 1 所示(注: 图中 C_1 、 C_2 的等效串联电阻未画出). 该电路有两种工作状态: 在状态 I, S_1 导通, S_2 截止, C_1 和 C_2 呈串联连接, 电源 V_S 向 C_1 、 C_2 串联充电, C_L 放电提供负载电流; 在状态 II, S_1 截止, S_2 导通, C_1 和 C_2 呈并联连接, 通过 S_2 向 C_L 补充电量. 设 r_1 是开关 S_1 的导通电阻, r 是电容的等效串联电阻, d 为 S_1 的占空比, f 为工作周期, V_d 是二极管的正向导通压降, 令 $C_1 = C_2 = C$, $R = r_1 + 2r$, 则可得到二阶开关电容 DC-DC 变换器的平均稳态输出电压为^[6]

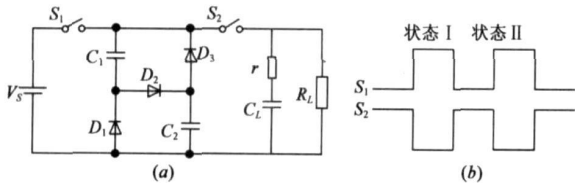


图 1 (a)基本串并电容组合开关电容 DC-DC 变换器; (b)开关控制信号

$$V_L = \frac{V_S/2 - 3V_d/2}{1 + \frac{1}{2fR_L C(1 - e^{-2d/fRC})}} \quad (1)$$

从上式可知, 开关电容变换器的输出电压受电容值的影响. 尤其是当 C 值较小时, 对 V_L 的影响更为明显, 一般满足 $(2d/fRC) > 3$ 时, 有

$$V_L \approx \frac{V_S/2 - 3V_d/2}{1 + 1/(2fR_L C)} \quad (2)$$

因此, 在电源电压为 10V 左右, 要想输出数伏的稳定电压, 即使电路工作频率在兆赫兹级, 根据式(1)、(2), 也需要纳法级的电容. 在目前集成电路工艺条件下, 这样大的电容需占用很大的芯片面积, 实现起来比较困难.

另外, 导致输出电压产生波纹主要有两个原因: (1) 电容的指数充放电引起电压波动; (2) 输出滤波电容的 ESR 导致输出电压在状态转换时骤变. 前一个因素在电容较大时可以忽略, 对于由电容的 ESR 引起的电压波动, 设在状态 II 输出滤波电容 C_L 的放电电压为 V_c , 考虑其 ESR 为 r , 输出纹波电压的幅值 V_{pp} 为^[7]

$$V_{pp} = \frac{r}{R_L + r} \cdot V_c \quad (3)$$

由上式可知, 电容的 ESR 是造成输出电压纹波的一个重要因素, r 越大, 输出电压纹波就越大. 而 r 的大小受集成电路工艺水平的限制, 很难做到更小, 要想减小输出电压纹波, 必须寻求其他办法.

3 基于跨导放大器和电流传输器的电容倍增器

为了解决上述问题, 可以构造有源电容倍增电路

来取代传统开关电容变换器中的电容. 其基本思想是用较小的电容, 通过有源网络进行阻抗变换来获得较大容量的电容, 同时电容的 ESR 则会成倍降低. 本文提出的有源网络由 OTA 和 CC II 组成.

3.1 跨导放大器和第二代电流传输器^[8]

跨导放大器和第二代电流传输器的图形符号如图 2 所示.

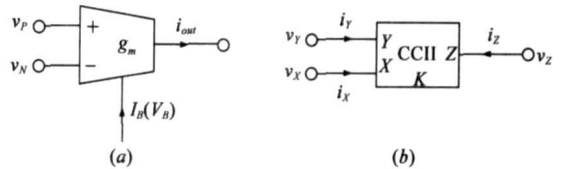


图 2 (a)跨导放大器; (b)第二代电流传输器

跨导放大器的输入输出关系可表示为

$$i_{out} = g_m(v_P - v_N) \quad (4)$$

跨导 g_m 受偏置电流 I_B 或偏置电压 V_B 控制.

第二代电流传输器的关系式为

$$\begin{bmatrix} i_Y \\ v_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm K & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ i_X \\ v_Z \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中 K 为一常数, 典型值为 1. 电路内部各主要信号均为电流信号, 用它构成的电路属于电流模式 (current mode) 电路.

3.2 由 OTA 和 CC II 构成的浮地电容和接地电容

采用 OTA、CC II 和无源元件的适当组合连接可以实现不同类型的阻抗元件. 图 3 给出了一种采用这种结构的浮地和接地通用阻抗变换电路.

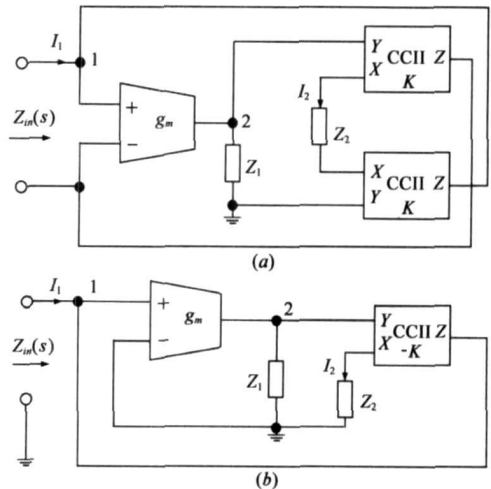


图 3 (a)浮地阻抗变换器; (b)接地阻抗变换器由 OTA 和 CC II 的构成关系, 结点 2 的电压为

$$V_2(s) = g_m Z_1 V_1(s) \quad (6)$$

再由 CC II 的构成关系, 有

$$I_2(s) = \frac{V_2(s)}{Z_2} \quad (7)$$

$$I_1(s) = KI_2(s) \quad (8)$$

取 $K=1$, 则由以上三式得

$$Z_{in}(s) = \frac{V_1(s)}{I_1(s)} = \frac{Z_2}{g_m Z_1} \quad (9)$$

当 Z_1 、 Z_2 分别选为电阻 R 、电容 C 时, $Z_{in}(s) = 1/s(g_m RC)$, 这时上述电路等效成为一个容量为 $C_{eq} = g_m RC$ 的电容, 该电容较之原来的电容 C , 放大倍数为 $g_m R$. 只要 g_m 、 R 取适当的值, 就可以使等效后的电容 C_{eq} 的值比原来大大提高, 因此将该电路称为有源电容倍增器.

若考虑电容 C 的等效串联电阻 r , 重新按以上步骤进行推导, 不难得到图 3 所示电路的等效输入阻抗为

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{s(g_m RC) + \frac{r}{g_m R}} \quad (10)$$

由上式可知, 此时电路等效成一个电容和一个电阻串联, 其中电容容量为 $g_m RC$, 电阻阻值为 $r/(g_m R)$, 不难看出等效后电容的容量是原来的 $g_m R$ 倍, 而等效电容的 ESR 只有原来电容的 $1/(g_m R)$.

此外, 由于跨导放大器的 g_m 值受偏置电流 I_B 或偏置电压 V_B 的控制, 而电容倍增器的放大倍数与 g_m 成正比关系, 所以在实际应用中, 即使该倍增电路的所有元件参数都已确定且不便再改动, 仍然可以通过调整跨导放大器的偏置电流或偏置电压来调节电容的放大倍数, 从而达到对电路等效电容的在系统调控, 使其在应用中更加灵活, 这是该新型有源电容倍增器的另一大优点.

4 仿真与分析

将开关电容 DG-DC 变换器中的电容用图 3 所示的浮地或接地电容替代, 就可得到一种新型的基于有源电容倍增器的开关电容变换器. 下面以图 1 所示的开关电容 DG-DC 变换器为实例, 用 PSPICE 软件分别对传统结构和基于有源电容倍增器的新型结构的变换器的输出特性进行仿真.

4.1 平均稳态输出电压的仿真

仿真所用元件及其参数如下: S_1 用 P 型 MOSFET (IRF9530, 导通电阻 $R_{on} = 0.3\Omega$); S_2 用 N 型 MOSFET (IRF540, 导通电阻 $R_{on} = 0.085\Omega$); 二极管用 DIN5823; $R_L = 20\Omega$, $R = 200k\Omega$. 跨导放大器和电流传输器用其理想模型, 并取 $g_m = 10mS$, $K = 1$; $V_{in} = 12V$, 工作频率为 $500kHz$, 导通比设为 0.5 . 仿真比较了两种开关电容 DG-DC 变换器的平均稳态输出电压与电容值的关系, 其结果如图 4 所示.

从图 4 可以看到, 基于有源电容倍增器的开关电容变换器的输出特性明显优于传统变换器. 尤其在电容

较小、电容值相同的情况下, 新型开关电容变换器的输出电压高于传统变换器. 如图中所示, 新型开关电容变换器在电容为 $100pF$ 时的输出电压与传统开关电容变换器电容为 $200nF$ 时的输出电压相当.

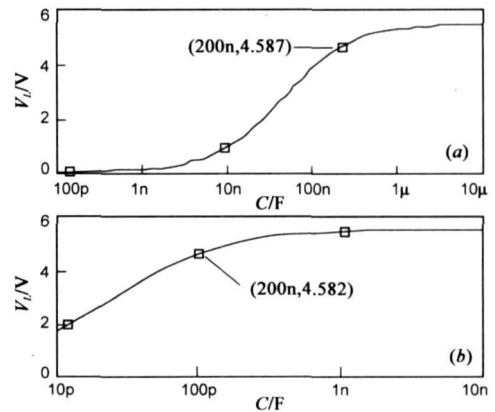


图 4 (a)传统开关电容变换器输出电压与电容关系; (b)新型开关电容变换器输出电压与电容关系

4.2 输出电压纹波的仿真

在平均稳态输出电压相同的情况下, 仿真了两种变换器输出电压的时域波形. 取 C_L 的 ESR 为 $r = 0.45\Omega$, 其他参数值不变, 仿真结果如图 5 所示.

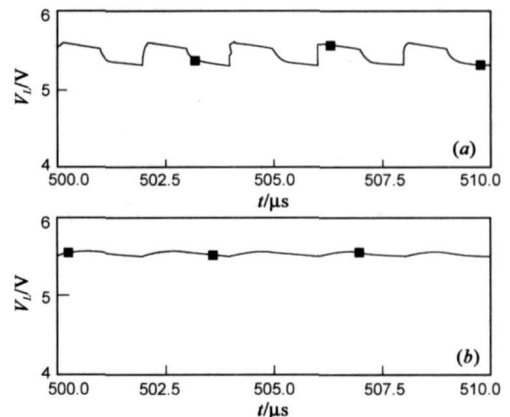


图 5 (a)传统开关电容变换器输出电压纹波; (b)新型开关电容变换器输出电压纹波

在输出电压稳态平均值相等, 电容 ESR 均取为 0.45Ω 的情况下, 传统变换器的输出电压纹波幅值 $V_{pp} = 280.9mV$, 而新型变换器仅为 $V'_{pp} = 56.7mV$, 输出电压波动幅度明显降低. 注意: 两者并不满足 $V'_{pp} = V_{pp}/(g_m R)$ 的关系, 原因是输出滤波电容的 ESR 只是产生输出纹波的一个因素, 纹波的另一部份来源于输出滤波电容的充放电.

5 结论

理论分析和实例仿真均表明论文提出的基于跨导放大器和第二代电流传输器的有源电容倍增器对小电容有较好的倍增作用, 同时对电容的等效串联电阻有

明显的降低作用. 采用有源电容倍增器的开关电容 DG-DC 变换器的输出特性优于传统变换器, 具有较高的电压变比和较低的输出波纹, 并且还具在系统调节能力, 大大改善了开关电容 DG-DC 变换器的性能. 虽然电路中增加了有源器件, 但电容的容量却大幅减小, 况且有源器件的集成比无源器件容易得多, 占用的芯片面积也小得多^[9], 从而为开关电容变换器走向全集成提供了理论依据.

参考文献:

- [1] S V Cheong, et al. Inductorless DG-to-DC converters with high power density[J]. IEEE Trans Indus Elec, 1994, 41(2): 208-215.
- [2] Liu Jian, Chen Zhiming, Yan Baiping. Improvements of switched-capacitor networks to the performance of switching DG-DC converters[A]. Proc of Intem Conf Power Electronics [C]. Seoul, Korea, 1998. 197-200.
- [3] Sui Xiaohong, Chen Zhiming, et al. Improving characteristics of integrated switched-capacitor DG-DC converter by CMOS technology[J]. Chinese Journal of Semiconductors, 2003, 24(12): 1239-1243.
- [4] 王立志, 陈治明, 等. 基于有源电容倍增器的新型电荷泵

DG-DC 变换器[J]. 电子学报, 2004, 32(5): 845-847.

Wang Lizhi, Chen Zhiming, et al. A new charge pump DG-DC converter based on active capacitance multiplier[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(5): 845-847. (in Chinese)

- [5] 王立志, 陈治明, 等. 适合集成开关电容 DG-DC 变换器的浮地电容倍增器[J]. 微电子学, 2004, 34(1): 91-93.
- Wang Lizhi, Chen Zhiming, et al. Floating capacitance Multiplier for switched Capacitor DG-DC Converter IC's[J]. Microelectronics, 2004, 34(1): 91-93. (in Chinese)
- [6] 刘健, 陈治明, 钟彦儒. 开关电容 DG-DC 变换器的分析[J]. 电子学报, 1997, 25(2): 88-90.
- Liu Jian, Chen Zhiming, Zhong Yanru. Analysis of Switched Capacitor DG-DC Converters [J]. Acta Electronica Sinica, 1997, 25(2): 83-85. (in Chinese)
- [7] 杜忠, 陈治明, 等. 一种低输出纹波的开关电容 DG-DC 变换器[J]. 西安理工大学学报, 1999, 15(1): 29-32.
- Du Zhong, Chen ZXhiming, et al. A switched capacitor DG-DC converter with low output voltage ripple[J]. Journal of Xi'an University of Technology, 1999, 15(1): 29-32. (in Chinese)
- [8] 邱关源. 现代电路理论[M]. 北京: 高等教育出版社, 2001. 71-81.
- [9] 朱正涌. 半导体集成电路[M]. 北京: 清华大学出版社, 2001. 60-63.

作者简介:



张立森 男, 1982 年生于湖北省鄂州市. 微电子学与固体电子学硕士研究生. 主要研究方向为嵌入式开关功率变换器及其非线性动力学行为. E-mail: arsenal_001@163.com



王立志 男, 1962 年生于陕西省商洛市. 博士, 教授. 主要从事模拟与数字电路, 功率集成电路的教学与科研工作.