

单电感多输出变换器研究

王凤岩¹, 任黎立², 王斌¹, 许建平²

(1. 电子科技集团公司第29研究所, 四川 成都 610036; 2. 西南交通大学电气工程学院, 四川 成都 610031)

摘要: 文章提出了一种适用于便携式设备的多路输出变换器。该变换器采用单个电感即可实现非隔离的多路正负电压输出, 详细介绍了该变换器的工作原理及其占空比的控制方式, 研究了该变换器存在的交叉调节问题, 提出了改善交叉调节的控制方法。在此基础上论述了两种衍生电路, 提高了电路的应用性能。文中利用 Pspice 和 Matlab 对该变换器的工作原理进行了仿真验证。

关键词: 多路输出; 开关电源; 变换器

中图分类号: TN712

文献标识码: A

Study on Multi Outputs Converter with Single Inductor

WANG Feng yan¹, REN Li li², WANG Bin¹, XU Jian ping²

(1. Southwest China Research Institute of Electronic Equipment, Chengdu 610036, China

2. College of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: A multi outputs converter topology applicable for portable instruments is put forward. Non isolated positive and negative voltage multi outputs are achieved by using only one inductor. Cross regulation of the converter is studied and the technique which can reduce the influence of cross regulation is presented based on introducing the operating principle and control technique. Two derived topologies which can improve the performance of the converter are brought out. Key principles of the paper are verified by Pspice and Matlab simulations.

Key words: multi outputs; switching mode power supply; converter

0 引言

近来便携式电子产品发展迅速, 因此专门针对面向便携式应用的电源供应与电源管理器件具有非常广阔的市场前景。面向便携式应用的电源器件市场在2004年达到了43亿美元, 并将在2008年继续攀升至72亿美元^[1]。便携式设备的电源管理呈现出下面几个特征^[2]:

(1) 高效率。这是便携式设备中最重要的环节。在使用同样容量的电池的前提下能够具有更长的工作时间, 会使得产品更具有竞争力。当然, 延长工作时间不仅要在电能变换阶段提高效率, 而且需要在设计中最大限度的节能。

(2) 多电压输出。在便携式设备中的电压数量越来越多。比如在手机中, 各种器件与功能所需要的特殊电压数量已超过20个。而便携式设备中要用到的液晶显示通常需要3个或者更多的电压供电。

(3) 体积小。在便携式应用的板级空间十分有限, 这就迫使电源IC厂商把更多功能集成到更小的封装内, 或者把多路电压转换集成到单芯片封装内。

总之, 低电压、大电流、高效率、小尺寸、低成本是DC/DC变换器发展的趋势。

实现多路输出的传统方法通常采用多输出绕组变压器实现, 电路复杂、体积大^[3,4]。本文所研究的单电感多输出DC/DC变换器, 由于只需要一个电感就可以实现正、负多电压输出, 大大减小了体积, 特别适用于低电压、小功率的便携式设备的电源变换器电路。本文首先以一路负电压输出和两路正电压输出为例介绍了该单电感多输出电路的工作原理, 在此基础上提出了削弱交叉调节的控制方式。最后论述了两种衍生电路, 提高了变换器的应用范围。

1 单电感多输出变换器的工作原理

1.1 工作原理

如图1所示, 为一路负电压输出和两路正电压输出的单电感多输出变换器的原理图。图2为其主要电路图。在每个周期开始的时刻, 开关 S_1 和 S_4 导通, 输入电压 U_{in} 通过 S_1 和 S_4 直接给电感L充电, 电感电流 i_L 线性增大, 直到 D_1T 时刻, S_1 和 S_4 关断, 同时 S_2 导通。由于电感电流不能突变, 则二极管D导通为 i_L 续流, 形成 $U_{o1} \rightarrow D \rightarrow L \rightarrow S_2 \rightarrow U_{o2}$ 通路, 在该时间段电感的储能同时输送到通道1和通道2, i_L 线性减小。直到 $(D_1 + D_2)T$ 时刻, S_2 关断, S_3 开通, 此时电感电流的通路为: $U_{o1} \rightarrow D \rightarrow L \rightarrow S_3 \rightarrow U_{o3}$, 在该时间段电感的储能同时输送到通道1和通道3。直到 $(D_1 + D_2 + D_3)T$ 时刻, S_3 关断, S_4 开通, 电感电流的通路为: $U_{o1} \rightarrow D \rightarrow$

收稿日期: 2007-12-18

基金项目: 国家自然科学基金资助项目, 项目编号: 50677056。

作者简介: 王凤岩(1975), 男, 山东蓬莱人, 2005年毕业于西南交通大学电力电子技术专业, 获得博士学位。现在主要研究方向: 高频开关电源拓扑结构和控制方法。

$L \rightarrow S_4 \rightarrow$ 地。在该时间段,电感能量仅仅传送到通道1。到 T 时刻, S_1 开通, D 承受反压关断, 开始一个新的开关周期。

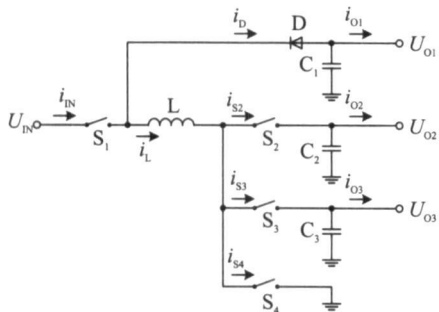


图1 单电感多路输出变换器电路图

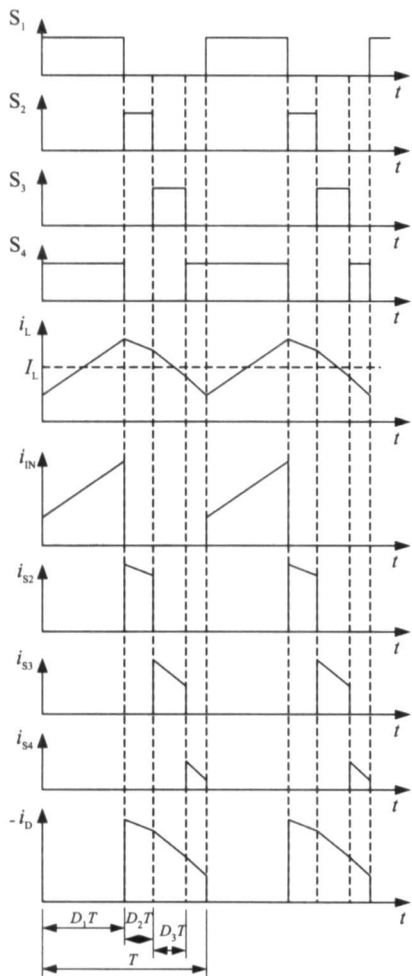


图2 单电感多路输出变换器主要波形图

1.2 控制脉宽的计算

(1) 总的输出功率计算:

$$P_{out} = P_{out1} + P_{out2} + P_{out3} = U_{o1}I_{o1} + U_{o2}I_{o2} + U_{o3}I_{o3} \quad (1)$$

(2) 输入功率:

$$P_{in} = P_{out} / \eta \quad (2)$$

$$P_{in} = D_1 I_L U_{in} \quad (3)$$

式中, η 为整个变换器的效率。

$$I_L = \frac{P_{out}}{\eta U_{in}} + I_{o1} \quad (4)$$

$$D_1 = \frac{P_{out}}{\eta I_L U_{in}} \quad (5)$$

(3) D_2 的计算:

假设电感电流的波动比较小, 在一个周期内可认为是恒定不变的, 并且, 输出滤波电容比较大, 在一个周期内可认为输出电压没有变化, 则由能量守恒可知:

$$D_2 I_L U_{o2} = I_{o2} U_{o2} \quad (6)$$

则

$$D_2 = \frac{I_{o2}}{I_L} \quad (7)$$

若负载 R_2 的大小已知, 则可以根据 D_2 求得输出电压的大小:

$$U_{o2} = \frac{D_2 I_L}{R_2} \quad (8)$$

(4) D_3 的计算:

$$D_3 I_L U_{o3} = I_{o3} U_{o3} \quad (9)$$

则

$$D_3 = \frac{I_{o3}}{I_L} \quad (10)$$

(5) D_4 的计算:

$$D_4 = 1 - D_1 - D_2 - D_3 \quad (11)$$

为了对文章的分析进行验证, 采用 Pspice 对图1所示的电路用图2控制方式进行仿真, 仿真参数如下:

$U_{in} = 12\text{ V}$, $L = 1.2\text{ mH}$, 各通道输出的滤波电容为 $100\text{ }\mu\text{F}$, 负载均为 $10\text{ }\Omega$ 。开关周期为 $40\text{ }\mu\text{s}$, $D_1 = 0.5$, $D_2 = 0.25$, $D_3 = 0.125$ 。电路的主要仿真波形分别如图3和图4所示。仿真的输出电压分别为: $U_{o1} = -8.9\text{ V}$, $U_{o2} = 4.45\text{ V}$, $U_{o3} = 2.1\text{ V}$ 。考虑到二极管压降和开关损耗等, 该结果与前面的理论计算值是一致的。

2 关于交叉调节

S_2 、 S_3 、 S_4 不能同时导通, 所以相邻的驱动脉宽必须保证开关安全关闭的死区时间。然而对于图2所示的驱动时序: S_2 关闭即开启 S_3 , S_3 关闭则开启 S_4 。在这种情况下, 当通道2由于负载变化等引起输出电压波动时, 控制电路会控制调节 S_2 的脉宽宽度, 从而改变了 S_2 关闭的时间, 进而导致 S_3 开启时刻提前或者延后, 从而对通道3的输出电压造成影响。

该问题可以通过改变控制脉宽的时序来解决, 例如, 在 S_2 和 S_3 的控制脉宽之间留出一段时间, 在该时间段内 S_2 和 S_3 都不导通, 而是 S_4 导通续流, S_2 的控制脉宽变化的同时改变 S_4 在该段的导通时间, 从而保证 S_3 在每个周期的固定时刻导通, 解决了通道2和3的交叉调节问题。同样的方法可以解决通道1和2的交叉调节问题。

利用 Pspice 对该控制方式进行仿真, 稳态波形如

图4所示,可知该控制方法同样可以实现相同的输出电压。为了对两种不同的控制方式的负载动态响应特性进行比较,采用 Matlab 对分别采用两种不同的控制方法的电路进行仿真,如图5和图6所示,在3ms处施加相同的负载冲击。无论是在输出电压的波动幅度和响应时间上,改进型控制方法都要好于原来的控制方法。

但是该方法增加了 S_4 的开关次数,增大了器件损耗,降低了效率。事实上,对于每一路负载的变化都会引起总的输出功率发生变化,由式(4)、(5)、(7)、(10)、(11)可知,总的输出功率变化会引起每一个控制脉宽发生变化。因此该控制方式从本质上讲不能消除交叉

调节,但是上述方法可以大大减轻了交叉调节的影响。

3 衍生电路

电感电流连续的情况下,一个开关周期中在 S_1 关断的时间,二极管 D 一直导通,因此输出电压 U_{o1} :

$$U_{o1} = I_{o1} R_1 = -(1 - D_1) I_L R_1 \quad (12)$$

同样其它几路输出电压为:

$$U_{o2} = I_{o2} R_2 = D_2 I_L R_2 \quad (13)$$

$$U_{o3} = I_{o3} R_3 = D_3 I_L R_3 \quad (14)$$

$$1 - D_1 \geq D_2 + D_3 \quad (15)$$

由式(11)可知:

假如三组输出的负载电阻相同,则有

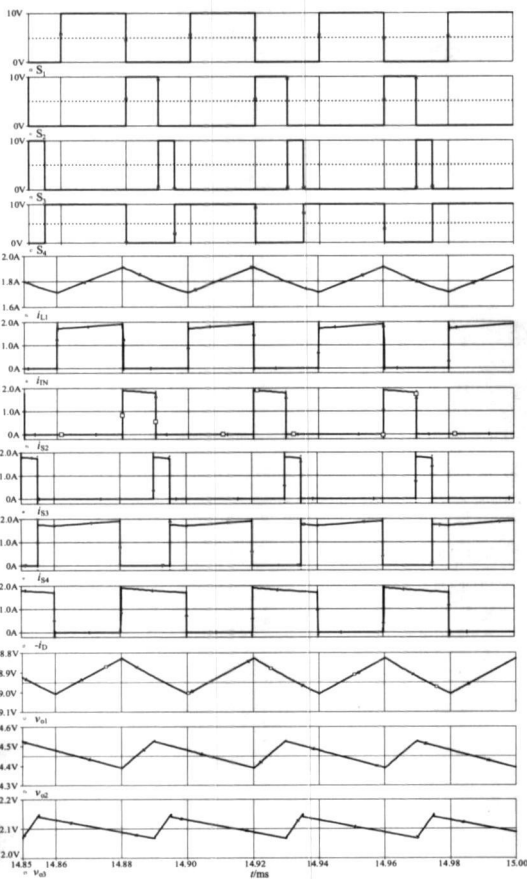


图3 主要仿真波形

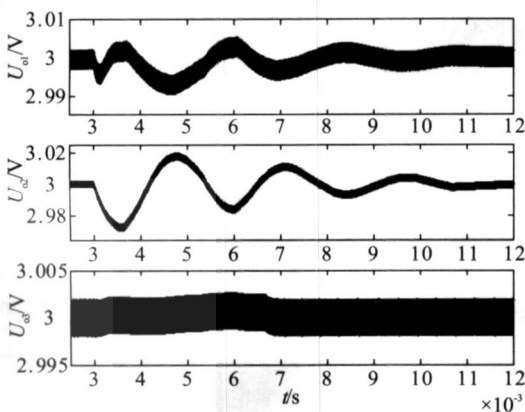


图5 动态响应波形

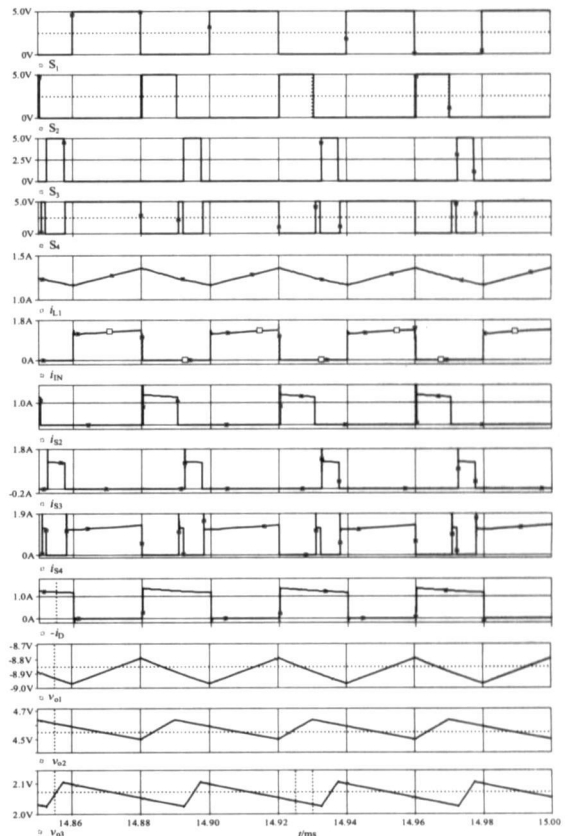


图4 改进控制方法的仿真波形

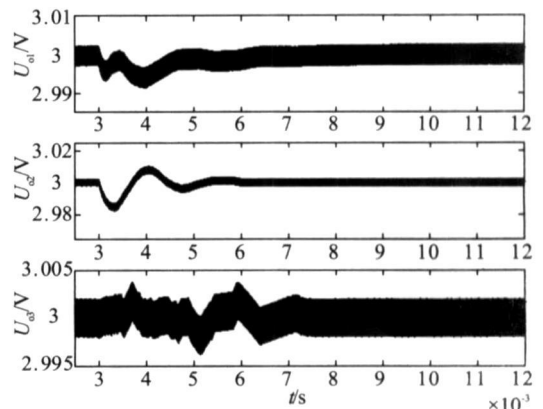


图6 改进控制方法的动态响应波形

$$|U_{o1}| \geq U_{o2} + U_{o3} \quad (16)$$

即该控制方式对输出电压的相对大小做了限制,输出负电压的取值不能太大,从而限制了我们的应用范围。减小电感向通道一输送能量的时间,即减小第一通道的占空比,则可以增大输出的负电压,因此可以通过改变 S_4 的位置来解决这个问题,如图7所示。

与图1不同,该电路中二极管D的导通时间不再是 $(1-D_1)T$,而是 $(1-D_1 - D_4)T$ 。该电路的仿真波形如图8所示,在相同负载的情况下,实现了输出负电压的绝对值比正电压小。但是在该方式下,在输入电源向储能电感输送能量的过程中,电感两端的压差为 $(U_{in} - U_{o2})$ 或者 $(U_{in} - U_{o3})$,为了保证在 S_1 开通较短的时间内,向电感输送足够的能量,通道二和通道三至少一个输出电压相对输入电压低的多,否则输入电源不能给电感充电补充能量。因此限制了输出功率和正电压输出的设计范围。为了克服该情况,可以再增加一个开关,如图9所示。

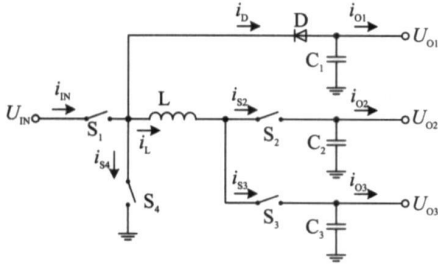


图7 衍生电路一

图8所示,在相同负载的情况下,实现了输出负电压的绝对值比正电压小。但是在该方式下,在输入电源向储能电感输送能量的过程中,电感两端的压差为 $(U_{in} - U_{o2})$ 或者 $(U_{in} - U_{o3})$,为了保证在 S_1 开通较短的时间内,向电感输送足够的能量,通道二和通道三至少一个输出电压相对输入电压低的多,否则输入电源不能给电感充电补充能量。因此限制了输出功率和正电压输出的设计范围。为了克服该情况,可以再增加一个开关,如图9所示。

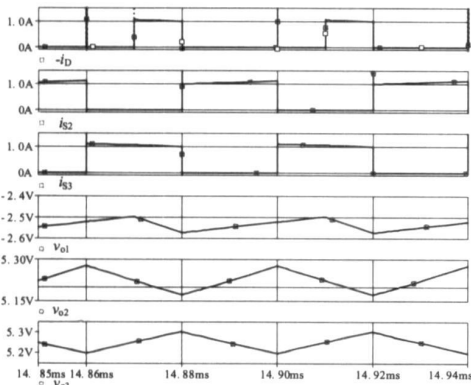


图8 衍生电路一的仿真波形

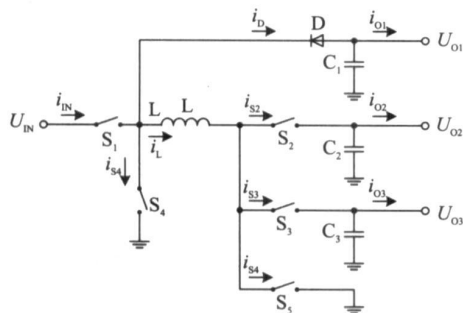


图9 衍生电路二

在该电路中, S_1 和 S_5 同时导通时,输入电压向电感输送能量,而不需要 S_2 或者 S_3 导通。从而不再限制通道二或者通道三的输出电压范围。而在 S_1 和 S_4 同时关断的时间,电感向通道一输送能量。在 S_5 关断的时间,电感向通道二或者通道三输送能量。该衍生电路的主要仿真波形如图10所示。由仿真波形可以看出该电路不但实现了较高的正电压输出,而且可以得到较低的负电压,它的代价是增加了一个开关管。

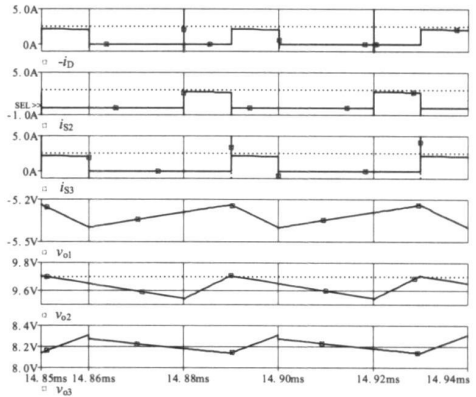


图10 衍生电路二的仿真波形

4 结论

本文提出了一种仅采用一个电感就可以实现多路输出的电路拓扑,采用该电路可同时输出多路的正电压和多路的负电压,特别适用于低电压、小功率的便携式设备的供电。改进的控制方式可以大大减轻交叉调节对输出电压的影响。本文提出的第一种衍生电路虽然消除了对输出负电压的限制,但是却限制了输出正电压。第二种衍生电路则是在原有电路的基础上增加了一个开关,使得每路输出电压都可以在较大的范围内设计,消除了各路输出电压之间的限制,从而拓展了电路的应用范围。

参考文献:

- [1] Kettler K. Technology trends in computer architecture and their impact on power subsystems[J]. Proceedings of APEC' 2005. Austin, Texas. 2005, 1: 7-10.
- [2] Stork H. Changing the rules in power electronics[J]. Proceedings of APEC' 2005. Austin, Texas. 2005, 1: 26-31.
- [3] 高利兵. 开关电源的多路输出技术[J]. 电子技术应用, 2003, 29: 33-36.
- [4] 甘久超, 谢运祥, 颜凌峰. DC/DC 变换器的多路输出技术综述[J]. 电工技术杂志, 2002, 4: 1-4.
- [5] Robert W Erickson, Dragan Maksimovic. Fundamentals of Power electronics[M]. Second edition. Kluwer Academic Publishers Group, 2000.