

# 基于电荷泵的倍增/反向双输出电压转换设计与实现\*

张广璋<sup>1</sup> 马奎<sup>1,2,3</sup> 杨发顺<sup>1,2,3\*\*</sup>

(<sup>1</sup> 贵州大学大数据与信息工程学院, 贵阳, 550025) (<sup>2</sup> 半导体功率器件可靠性教育部工程研究中心, 贵阳, 550025)

(<sup>3</sup> 贵州省微纳电子与软件技术重点实验室, 贵阳, 550025)

2023-02-28收稿, 2023-06-15收改稿

**摘要:**为了解决目前基于电荷泵的开关电容电压转换芯片功能较为单一的问题,基于Dickson经典电荷泵结构,匹配四路双极型晶体管开关同时实现对输入电压的倍增输出以及倍增后的电压反向。四路二极管充作开关来使用,在降低开关器件导通电压的同时简化了开关电路,缩小了电路的尺寸,并降低了电路的功耗。基于国内某工艺线的40 V互补双极型工艺,设计并制作了带正/负两路输出的开关电容电荷泵电压转换器芯片电路。流片测试结果表明:当电源电压为4 V(负载电流为0 mA、+10 mA)、5 V(负载电流为±10 mA)、9 V(负载电流为+10 mA)、10 V(负载电流为-10 mA)以及11 V(空载)时,输出电压均满足设计指标。

**关键词:** 开关电容; 电荷泵; 双输出电压; 双极型

中图分类号: TM464 文献标识码: A 文章编号: 1000-3819(2024)01-0059-06

## Design and Implementation of Multiplication/Reverse Dual Output Voltage Conversion Based on Charge Pump

ZHANG Guangzhang<sup>1</sup> MA Kui<sup>1,2,3</sup> YANG Fashun<sup>1,2,3</sup>

(<sup>1</sup> College of Big Data and Information Engineering, Guizhou University, Guiyang, 550025, CHN)

(<sup>2</sup> Engineering Research Center of Semiconductor Power Device Reliability, Ministry of Education, Guiyang, 550025, CHN)

(<sup>3</sup> Guizhou Provincial Key Laboratory of Micro-nano Electronics and Software Technology, Guiyang, 550025, CHN)

**Abstract:** In order to solve the problem that the function of the current charge pump-based switched capacitor voltage conversion chip was relatively simple, this paper was based on the Dickson classic charge pump structure, matching four bipolar transistor switches to achieved the double output of the input voltage and the doubled voltage reverse. Four diodes were used as switches, which simplifies the switching circuit while reducing the conduction voltage of the switching device, reduced the size of the circuit and reduced the power consumption of the circuit. Based on the 40 V complementary bipolar process of a domestic process line, a switched capacitor charge pump voltage converter chip circuit with positive/negative output were designed and fabricated. The test results show that when the power supply voltages are 4 V (load current is 0 mA, +10 mA), 5 V (load current is ±10 mA), 9 V (load current is +10 mA), 10 V (load current is -10 mA) and 11 V (no load), the output voltages reach the design index.

**Key words:** switched capacitor; charge pump; dual output voltage; bipolar

\* 基金项目: 贵州大学引进人才项目(贵大人基合字(2019)63号)

\*\* 联系作者: E-mail: fashun@126.com

## 引言

电荷泵具有高效率、小体积<sup>[1]</sup>、低静态电流<sup>[2]</sup>、低噪声等优势,可以将输入的电压转换为相应的正输出电压或负输出电压。具有升压功能的DC-DC转换器被广泛应用于新能源发电、不间断电源等场合<sup>[3]</sup>。钟洪声<sup>[4]</sup>提出了一种利用开关电容矩阵来实现DC/DC变换的新方法,通过矩阵的转置,利用电容在列向负载放电,实现电压变换。刘明杰等<sup>[5]</sup>提出了用混合开关电感和开关电容的DC/DC变换器,但使用电感会增大芯片面积。文献[6]提出使用多个Boost变换器来提高输出电压,但电路复杂,稳定性较差。传统的电荷泵功能较为单一<sup>[7-8]</sup>,如GMT公司的G5520芯片只能实现升压功能,ADI公司的MAX17014芯片虽然可以实现升压降压功能,但其内部除了正负电荷泵外,还需两个运算放大器和一个双模逻辑控制模块,并且使用金属氧化物半导体场效应晶体管(Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, MOSFET)器件的开关电容芯片,在利用其栅源电压( $V_{gs}$ )来控制MOS管导通与关闭时,沟道电荷注入效应和导通电阻非理想化等因素均会引起误差。

为解决同时实现输出电压倍增和反向的问题,本文设计了一款开关电容电压转换器芯片,使用四路二极管和四个开关管组成开关电路,实现正/负两路输出电压,在降低芯片功耗的同时简化了开关电路。芯片使用单电源供电,当工作电压为4~11V时,可提供±7~±18V的输出。芯片使用时外部组件少(无需电感),可广泛应用于线性器件、放大器供电、电池分配器等电路中。

## 1 基于开关电容的电荷泵电路设计

表1为本文电荷泵电路的设计指标。

表1 电荷泵电路的设计指标

Tab.1 Design indexes of charge pump circuit

$V_{in}/V$	Load current/mA	Index/V
	0	6.5/-6.0
4	+10	5.25
5	±10	6.25/-5.5
9	+10	12
10	-10	-15.3
11	0	18.0/-17.7

## 1.1 芯片电路整体框图

图1所示为本文DC-DC电压转换芯片电路的整体结构框图,主要包括振荡器(OSC)、驱动电路(Driver circuit)、偏置电路(BIAS)、开关电路4个模块。振荡器采用张弛振荡器电路结构;驱动电路提供开关管导通所需的驱动电压和驱动电流;偏置电路由多支路镜像电流源及有源负载构成,提供稳定的偏置电流。

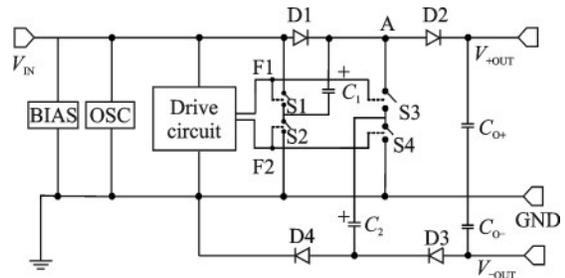


图1 电路整体结构框图

Fig.1 Overall circuit structure diagram

开关电路由四个二极管(D1-D4)和四个开关管(S1-S4)组成,驱动器产生两路信号(F1和F2),其中F1信号控制开关S1、S3,F2信号控制开关S2、S4。当S2导通时,输入电压 $V_{IN}$ 为电容 $C_1$ 充电至 $(V_{IN} - V_{D1})$ (其中 $V_{D1}$ 为二极管D1管的压降)。当S4导通时,电容 $C_2$ 的正端接地,负端经D3至负的输出端,负端输出电压( $V_{-OUT}$ )为:

$$V_{-OUT} = -(V_{C2} - V_{D3}) \quad (1)$$

其中: $V_{C2}$ 为电容 $C_2$ 的电压; $V_{D3}$ 为二极管D3的压降。

当S2和S4断开、S1导通时, $V_{IN}$ 与电容 $C_1$ 上的电压相加经二极管D2到正的输出端,正端输出电压( $V_{+OUT}$ )为:

$$V_{+OUT} = 2V_{IN} - V_{D1} - V_{D2} \quad (2)$$

其中: $V_{D2}$ 为二极管D2的压降。此时A点电压为:

$$V_A = 2V_{IN} - V_{D1} \quad (3)$$

当S3导通时,A点电压对 $C_2$ 充电, $C_2$ 两端的电压为:

$$V_{C2} = 2V_{IN} - V_{D1} - V_{D4} \quad (4)$$

将式(4)代入式(1),得到负端输出电压:

$$V_{-OUT} = -(2V_{IN} - V_{D1} - V_{D4} - V_{D3}) \quad (5)$$

整体电路的关键模块为振荡器和开关电路:振荡器的频率决定着升压时间和效率,开关管的饱和压降决定着输出电压幅。

## 1.2 振荡器

图2所示为振荡器整体结构,由充放电电路和翻转电压控制电路构成。Q38和Q14、Q40组成电容充放电通路,Q6-Q11、Q40组成翻转电压控制电路。

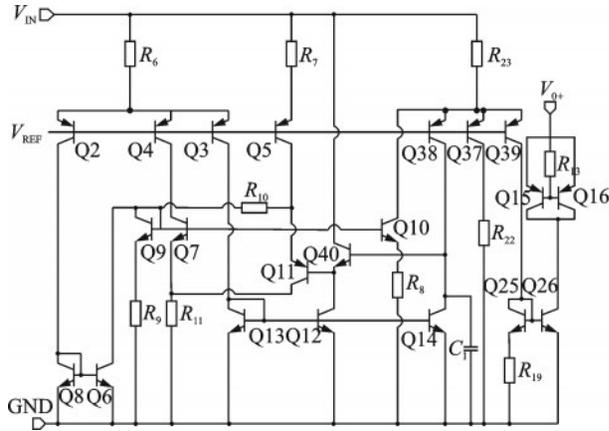


图2 振荡器电路图

Fig.2 Oscillator schematic

充放电电路的工作原理为:Q38导通后,电容 $C_1$ 上的电压上升, $C_1$ 充电的同时也在通过Q14进行放电,当电容电压达到翻转电压时,Q40开启、Q38关断,此时 $C_1$ 不再充电。当 $C_1$ 上的电压小于Q40的导通电压时,Q40关断,Q38重新为 $C_1$ 进行充电。流过Q38的电流为:

$$I_{Q38} = I_{S,Q38} e^{\frac{V_{BE,Q38}}{V_T}} \quad (6)$$

其中: $I_{S,Q38}$ 为晶体管的饱和电流; $V_{BE,Q38}$ 为Q38基极-集电极电压; $V_T$ 为热电压。 $C_1$ 的充电电流为:

$$I_{C1} = I_{C,Q38} - I_{C,Q14} \quad (7)$$

其中: $I_{C1}$ 为电容 $C_1$ 的电流; $I_{C,Q14}$ 为Q14的集电极电流。 $C_1$ 的电荷量为:

$$Q_{C1} = I_{C1}t \quad (8)$$

其中 $t$ 为充电时间。故两端的电压为:

$$U_{C1} = I_{C1}t/C_1 \quad (9)$$

$C_1$ 的放电过程为:电容 $C_1$ 通过Q14进行放电,放电电流为:

$$I_{C1,out} = I_{C,Q14} \quad (10)$$

Q13与Q14通过电流镜实现比例电流:

$$I_{C,Q14} = I_{C,Q13} I_{S,Q14}/I_{S,Q13} \quad (11)$$

其中 $I_C$ 、 $I_S$ 分别为晶体管的集电极电流和饱和电流。

由于是同一个电容充放电,由式(8)可知,只需保证 $I_{C1} = I_{C,Q14}$ ,就可以得到相同的充放电时间,保证振荡器占空比为50%。

翻转电压控制电路的工作原理为:电容 $C_1$ 上的锯齿波通过射随器Q40、Q11完成采样经过 $R_{10}$

到达Q9。当锯齿波上升沿到达Q9并增大到Q9的开启电压时,Q9导通,Q7集电极被拉至低电位。当锯齿波下降时,Q9集电极电位被固定为 $R_{10}$ 上的压降,此时锯齿波变为方波,并控制Q10的导通与关断。当Q10集电极为低电平时,Q38关闭充电状态;当Q10集电极为高电平时,Q38开启充电状态。

振荡器的频率会影响电路整体的效率,当开关频率过快时,开关的损耗会加大;当开关频率偏慢时,会导致输出电压的纹波增大。振荡器的频率为:

$$f = \frac{I_{in}}{U_T C} = \frac{1}{U_T C} \frac{m_{Q38}}{m_{Q38} + m_{Q37} + m_{Q39}} \frac{I_{BIAS} R_{BIAS}}{R_{23}} \quad (12)$$

其中: $I_{in}$ 为输入振荡器的电流; $U_T$ 为翻转电压,即Q40的基极电压; $C$ 为充放电电容的容值; $m$ 为设计中三极管发射区面积与模型库中发射区面积的比值; $I_{BIAS}$ 、 $R_{BIAS}$ 为偏置电流和偏置支路上的电阻。

## 1.3 开关及驱动电路设计

图3所示为开关管S1及驱动电路的原理图,其中Q23、Q24组成开关S1,电流镜Q25、Q26提供的驱动电流被Q15、Q16复制后流过Q19,而后经过 $R_{14}$ 流入开关管Q24。调整驱动电流的大小可以控制电路的整体功耗,如可以通过调整Q26、Q19的 $m$ 值和 $R_{14}$ 、 $R_{13}$ 的阻值大小来调节驱动电流以满足Q24达到饱和。

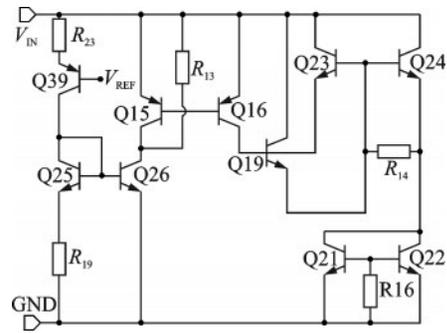


图3 开关S1及驱动电路原理图

Fig.3 Switch S1 and drive circuit schematic

开关Q24的导通条件为:

$$I_{B,Q24} \geq I_{C,Q24}/\beta \quad (13)$$

其中 $\beta$ 为晶体管放大倍数。Q15、Q16和Q25、Q26组成两组比例电流镜,其电流关系为:

$$I_{C,Q16} = I_{C,Q15} m_{Q16}/m_{Q15} \quad (14)$$

$$I_{C,Q26} = I_{C,Q25} m_{Q26}/m_{Q25} \quad (15)$$

Q16的集电极镜像Q26的集电极电流,经Q19放大后,用于驱动开关Q24导通,驱动电流大小为:

$$I_{E,Q19} = (1 + \beta) I_{B,Q19} \quad (16)$$

故可以得到:

$$(1 + \beta) I_{B,Q19} = V_{BE,Q24}/R_{14} + I_{B,Q24} + I_{B,Q23} \quad (17)$$

晶体管导通时,  $V_{BE}$  压降通常可以确定为 0.7 V, 将 Q23 管子的  $m$  数调的很低, 忽略其基极电流  $I_{B,Q23}$ , 可以得到:

$$I_{B,Q24} = (1 + \beta) I_{B,Q19} - V_{BE,Q24}/R_{14} \quad (18)$$

要使输出电压幅值增大, 可通过增大开关管的驱动电流来减小 Q24 的饱和压降, 需满足如下关系:

$$(1 + \beta) I_{C,Q25} \frac{m_{Q26}}{m_{Q25}} \frac{m_{Q16}}{m_{Q15}} - \frac{V_{BE,Q24}}{R_{14}} \geq \frac{I_{C,Q24}}{\beta} \quad (19)$$

## 2 双输出电荷泵的仿真实证

### 2.1 振荡器输出波形仿真

图 4 所示为振荡器输出波形, 输出波形的占空比为 50%, 达到设计预期。

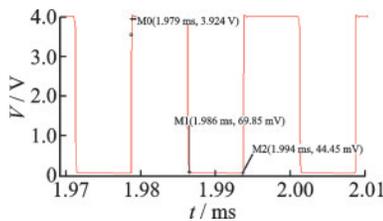


图 4 振荡器输出波形

Fig.4 Oscillator output waveform

### 2.2 开关电路仿真结果

图 5 所示为开关电路的仿真结果。  $V_{C1-}$  的低电平为开关 S2 的导通压降 (60.26 mV),  $V_{C1+}$  和  $V_{C2+}$  的高电平之差为开关 S3 的导通压降 (4 mV)。  $V_{C2+}$  的低电平为开关 S4 的导通压降 (175.2 mV)。

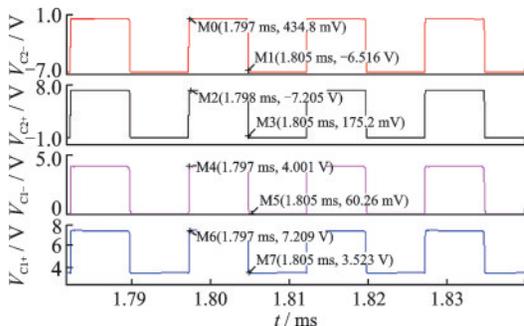


图 5 开关电路仿真

Fig.5 Simulated results of the switch circuit

### 2.3 输出电压仿真

图 6(a)-(f) 分别为输入电压 4 V、空载, 输入电压 4 V、负载电流 10 mA, 输入电压 5 V、负载电流  $\pm 10$  mA, 输入电压 9 V、负载电流为 10 mA, 输入电压 10 V、负载电流为  $-10$  mA, 输入电压 11 V、空载时的输出波形 (其中红色曲线为正端输出, 绿色曲线为负端输出), 可见均满足设计指标。

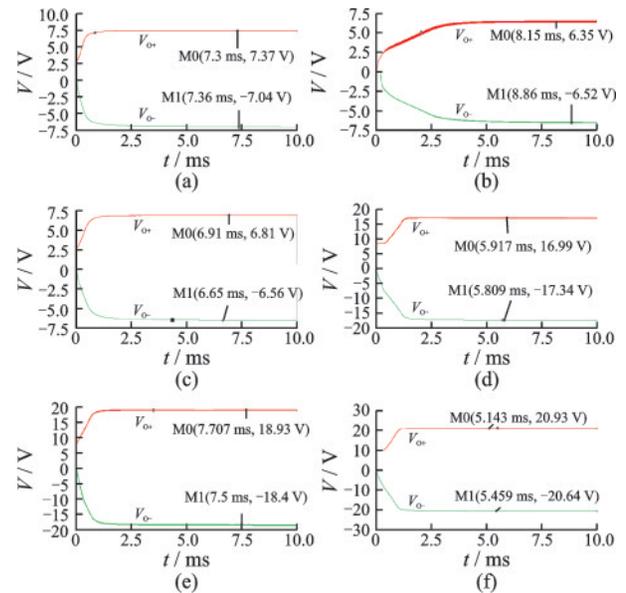


图 6 输出电压仿真波形: (a) 输入电压 4 V、空载; (b) 输入电压 4 V、负载电流 10 mA; (c) 输入电压 5 V、负载电流  $\pm 10$  mA; (d) 输入电压 9 V、10 mA; (e) 输入电压 10 V、负载电流  $-10$  mA; (f) 输入电压 11 V、空载

Fig.6 Output voltage simulated waveforms: (a) Input voltage 4 V, no load; (b) Input voltage 4 V, load current 10 mA; (c) Input voltage 5 V, load current  $\pm 10$  mA; (d) Input voltage 9 V, 10 mA; (e) Input voltage 10 V, load current  $-10$  mA; (f) Input voltage 11 V, no load

### 2.4 输出电压纹波仿真

当电荷泵输出端带负载时, 电荷泵的输出电压中就会存在纹波, 设外接电容为  $C_{out}$ , 输出端负载为  $R_L$ , 则输出电压纹波的表达式为:

$$V_{ripple} = \frac{I_{out}}{C_{out} f} = \frac{V_{out}}{R_L C_{out} f} \quad (20)$$

其中  $V_{out}$  为式 (2)、(5) 所表示的正负端输出电压,  $I_{out}$  为输出电流。可知, 在已知负载大小的情况下, 电荷泵输出电压纹波和电容值成反比, 但是随着电容值的增加会增加芯片的面积, 还会延长电荷泵的升压时间。

图7所示为器件参数典型值(typical)、器件参数偏低(slow)、器件参数偏高(fast)工艺角下输出电压纹波峰峰值随输出电容 $C_{out}$ 的变化。输出纹波是电荷泵在设计的过程中需要考虑的一个因素,其值越小越好。当电荷泵为对电源电压敏感的模块供电时,输出电压的波动会对电路性能造成影响,严重时可能无法正常工作,甚至缩短电路的使用寿命。

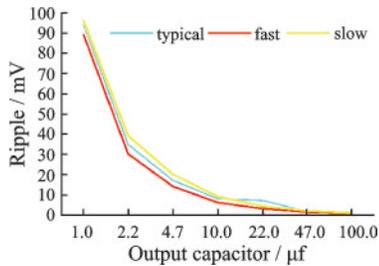


图7 全工艺角输出电压纹波

Fig.7 Full process angle output voltage ripple

在电源电压5 V、温度25℃、双端负载电流固定为5 mA的条件下,保持输入电压不变,改变输出电容从1  $\mu$ F增大到100  $\mu$ F,仿真输出电压纹波。由图7可知,纹波最大出现在slow工艺角下,为96 mV,满足设计指标100 mV以内的要求。

### 3 流片试验及测试分析

#### 3.1 芯片展示

整体电路版图采用40 V双极型工艺平台来完成设计工作,采用单层金属布线,工艺特征尺寸为4  $\mu$ m,芯片总面积为1 741  $\mu$ m $\times$ 2 308  $\mu$ m,如图8所示。

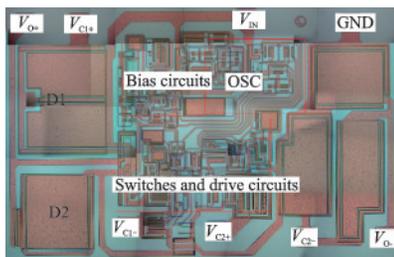


图8 芯片照片

Fig.8 Chip photo

#### 3.2 输出波形测试

采用示波器测试芯片的输出波形,图9(a)-(f)所示分别为输入电压4 V、空载,输入电压4 V、负载电流10 mA,输入电压5 V、负载电流 $\pm$ 10 mA,输入电压9 V、负载电流10 mA,输入电压10 V、负载电流-10 mA,输入

电压9 V、负载电流为10 mA,输入电压10 V、负载电流为-10 mA,输入电压11 V、空载时,芯片的输出测试波形。通过分析可以得到,输入电压为4、5、9、10、11 V时,波形的占空比都在50%附近。

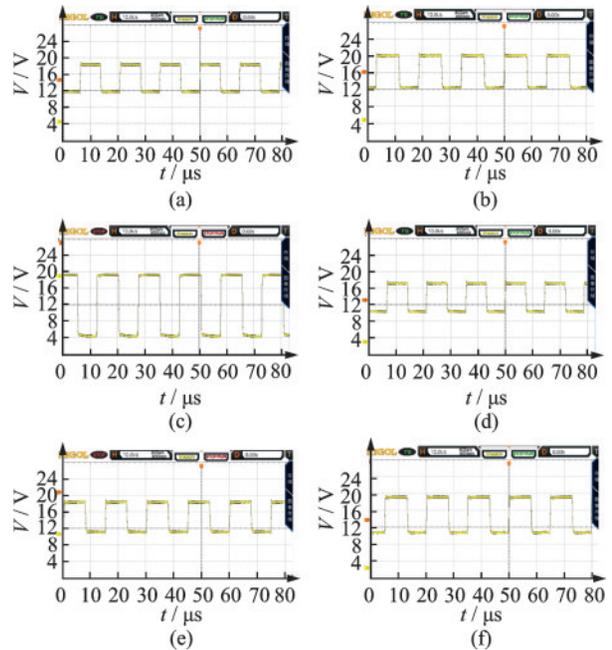


图9 输出波形测试:(a)输入电压4 V、空载;(b)输入电压4 V、负载电流10 mA;(c)输入电压5 V、负载电流 $\pm$ 10 mA;(d)输入电压9 V、负载电流10 mA;(e)输入电压10 V、负载电流-10 mA;(f)输入电压11 V、空载

Fig.9 Tested output waveforms: (a) Input voltage 4 V, no load; (b) Input voltage 4 V, load current 10 mA; (c) Input voltage 5 V, load current  $\pm$ 10 mA; (d) Input voltage 9 V, load current 10 mA; (e) Input voltage 10 V, load current -10 mA; (f) Input voltage 11 V, no load

#### 3.2 流片测试数据

表2给出了芯片输出电压测试数据与仿真结果、设计指标的对比。由表可见,电源电压为4、5、9、10、11 V时,仿真和测试数据均达到设计指标。

### 4 结论

本文设计并实现了一种基于电荷泵的倍增、反向双输出电压转换器,通过控制开关管导通与关断和电容的充放电来产生加倍的输出电压,无需使用线圈变压器,简化了电路设计,降低了电路的复杂度。流片测试结果表明,芯片可实现对输入电压的正向和反向倍增。该芯片可应用于运算放大器电源、通讯接口电源、线性驱动器等产品中。

表2 测试数据汇总

Tab.2 Summary of test data

Corner	$V_{in}/V$	Load current /mA	Simulation output/V	Test output/V	Index/V
Typical	4	0	7.37/-7.04	6.79/-6.51	6.5/-6.0
		+10	6.35/-6.52	5.33/-5.45	5.25
		$\pm 10$	6.81/-6.56	6.41/-5.7	6.25/-5.50
		+10	16.99/-17.34	12.62/-13.20	12
		-10	18.93/-18.40	13.43/-15.85	-15.3
Fast	4	0	7.7/-7.2	6.79/-6.51	6.5/-6.0
		+10	6.60/-6.53	5.33/-5.45	5.25
		$\pm 10$	6.93/-6.72	6.41/-5.7	6.25/-5.50
		+10	17.20/-17.97	12.62/-13.20	12
		-10	19.0/-18.6	13.43/-15.85	-15.3
Slow	4	0	6.75/-6.27	6.79/-6.51	6.5/-6.0
		+10	6.15/-6.06	5.33/-5.45	5.25
		$\pm 10$	6.56/-6.20	6.41/-5.7	6.25/-5.50
		+10	16.04/-16.07	12.62/-13.20	12
		-10	18.43/-17.45	13.43/-15.85	-15.3
	4	0	20.93/-20.64	18.72/-19.84	18.0/-17.7
		+10	20.8/-21.2	18.72/-19.84	18.0/-17.7
		$\pm 10$	20.68/-20.23	18.72/-19.84	18.0/-17.7
		+10	20.68/-20.23	18.72/-19.84	18.0/-17.7
		-10	20.68/-20.23	18.72/-19.84	18.0/-17.7

## 参 考 文 献

- [1] Zhu Y, Liu Y, Hu H, et al. Fast-response, high-stability, and high-efficiency full-color quantum dot light-emitting diodes with charge storage layer[J]. Science China(Materials), 2022, 65(4): 1012-1019.
- [2] 徐叶, 张培勇, 李豪, 等. 一种具有自适应优化电源抑制比的低静态电流无片外电容 LDO[J]. 电子学报, 2022, 50(7): 1674-1683.
- [3] 肖建国. 用于新能源混合发电的三端口 DC/DC 变换器的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2011.
- [4] 钟洪声. 开关电容矩阵 DC/DC 变换器[J]. 电子科技大学学报, 2003(1): 31-34.
- [5] 刘明杰, 陈艳峰, 张波, 等. 一种混合开关电感和开关电容的高增益 DC/DC 变换器[J]. 电源学报, 2020, 18(4): 85-93.
- [6] 陈予吒, 李玉玲, 王管建. 基于 Boost/Buck 的直流集成光伏模块串联系统[J]. 机电工程, 2016, 33(10): 1248-1252.
- [7] 王寒, 王辉, 丁峰. 一种双输入高升压非隔离型 DC/DC 变换器[J]. 电力科学与工程, 2019, 35(9): 15-21.
- [8] 黄杨, 王辉, 李晟, 等. 非隔离型高增益 DC/DC 变换器的研究[J]. 电器与能效管理技术, 2019(16): 15-21.
- [9] 汪波, 罗宇华, 刘伟鑫, 等. 典型国产双极工艺宇航用稳压器单粒子闩锁效应研究[J]. 宇航学报, 2020, 41(2): 245-250.
- [10] Antoszczuk P, Michelis S, Ripamonti G. 48 V input rad-hard DCDC converters for HEP experiments: development and results[J]. Journal of Instrumentation, 2022, 17(1): 2-17.
- [11] Csizmadia M, Kuczmann M. Extended feedback linearisation control of non-ideal DCDC buck converter in continuous-conduction mode[J]. Power Electronics and Drives, 2022, 7(1): 1-8.
- [12] Schmeller H, Bayer E. Switched mode DCDC converter efficiency improvement by adaptive driver stage: US9755516 [P]. 2017-09-05.
- [13] Knoedgen H. Switching control of a bipolar transistor for DCDC power converters: US2015229214 [P]. 2015-08-13.



张广璋 (ZHANG Guangzhang) 男, 1999年生, 在读硕士研究生, 主要研究方向为模拟集成电路设计。

马奎 (MA Kui) 男, 1985年生, 教授, 博士, 硕士生导师, 主要研究方向为半导体集成技术、模拟集成电路设计及应用、半导体芯片的可靠性。

杨发顺 (YANG Fashun) 男, 1976年生, 副教授, 博士, 硕士生导师, 主要研究方向为半导体功率器件与功率集成技术、半导体集成电路设计。