

DOI: 10.7652/xjtuxb201812019

# 采用峰值电感电流控制的直流-直流电压转换器

熊齐, 李尊朝, 焦琛, 周律忱  
(西安交通大学微电子学院, 710049, 西安)

**摘要:** 针对可穿戴设备需要小型化和适应各种应用场景要求的问题,提出了一种单电感多输入多输出的升压-降压型 DC-DC 转换器,以采集多种能量为可穿戴设备供电。由于转换器既需要高的效率,又需要稳定的负载电压,提出了结合峰值电感电流控制策略和基于阈值变频策略的峰值电感电流脉冲频率调制技术。峰值电感电流脉冲频率调制技术根据各输入输出端口状态来改变能量传输频率,从而实现各能量源最大功率点追踪和负载端电压的调制;同时,通过控制每次能量传递时流过电感的峰值电流大小,提高转换效率并降低输出电压纹波。此外,采用两种低功耗控制策略以降低控制电路功耗:使用低供电电压为控制电路供电;令部分控制电路断续工作。采用华润上华 CMOS 0.18  $\mu\text{m}$  工艺完成了转换器电路及版图设计,并进行了仿真验证。后仿真结果表明,在 0.2 ~ 3 V 输入电压范围和 0.001 ~ 3 mW 负载范围内,转换器效率能够保持在 73.8% 以上,控制电路功耗小于 300 nW。

**关键词:** 升压-降压型转换器;单电感多输入多输出;峰值电感电流;脉冲频率调制  
**中图分类号:** TN386.6 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2018)12-0128-09

## A DC-DC Converter Based on Inductor-Peak-Current Control

XIONG Qi, LI Zunchao, JIAO Chen, ZHOU Lüchen  
(School of Microelectronics, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

**Abstract:** A single-inductor multi-input-multi-output buck-boost DC-DC converter is designed for multi-source energy harvesting according to wearable devices' demand for miniaturization and adaption to different environments. To achieve high efficiency and stable voltage for the load, inductor-peak-current pulse-frequency modulation technology is proposed to control the converter via combining inductor-peak-current control (IPCC) strategy and the threshold-based variable-frequency (TBVF) strategy. The inductor-peak-current pulse-frequency modulation technology changes the frequency of the energy transformation according to the states of inputs and outputs to implement the maximum power point tracking and to regulate the output voltage. At the same time, it controls the peak current of the inductor to improve the efficiency and to decrease the output voltage ripple. Furthermore, two kinds of low power control strategies are implemented to reduce the power consumption of the control circuits: adopting low voltage control circuit and discontinuously working circuit modules. Finally, the converter circuit and layout are designed and verified in the CSMC 0.18  $\mu\text{m}$  process. Simulation results after layout parasitic extraction show that the efficiency of the converter is above 73.8% under the input voltage from 0.2 V to 3 V with load varying from 0.001 to 3 mW and the power consumption of control circuits is less

than 300 nW.

**Keywords:** buck-boost converter; single-inductor multi-input-multi-output; inductor-peak-current; pulse-frequency modulation

随着物联网技术的发展,可穿戴设备的数量快速增长,将输入电源电压变换为各部分电路所需稳定输出电压的高性能低压电源转换器得到广泛使用<sup>[1-2]</sup>。从周围环境收集热能、光能、振动能等能量<sup>[3-8]</sup>,通过低压电源转换器给可穿戴设备供电,能够大大减小给设备充电的频率,使可穿戴设备的使用更加便捷。受可穿戴设备体积和天气等因素的制约,单个能量收集器收集到的能量通常较少。收集多种能源不仅能够增加收集的能量,而且能够减少对单种能源的依赖。

由于不同能量源输出电压和内阻差异较大,用于多源能量收集的转换器需要采取措施实现各种能量源的高传输效率。文献[8]为了同时实现 3 种不同能源的收集和最大功率点的追踪,首先比较某个能量源对应的端口电压与其最大功率点的电压,比较结果决定此种能量源的能量传输频率,同时根据比较结果调节振荡器的频率,然而其转换器没有稳压功能,只能间歇性地为重负载供电,不适合为可穿戴设备等需要持续工作的负载供电。文献[9]通过 3 个频率不同的振荡器为不同能量源设置不同的能量传输频率,但它在一段时间内只能收集一种能源。

本文设计了一种用于可穿戴设备的单电感 4 输入 3 输出升压-降压型 DC-DC 转换器,它能够同时实现对热能收集器、光伏电池和振动能收集器最大功率点的追踪,而且提供 1、1.8 V 电压为负载供电,控制电路将峰值电感电流控制策略和基于阈值的变频策略相结合。基于阈值的变频策略<sup>[10]</sup>把转换器各个能源端电压调制在最大功率点电压,各个负载端电压调制在其参考电压。峰值电感电流控制策略改善了低压输入情况下的能量转换效率,而且减小了输出端电压纹波<sup>[11]</sup>。为了降低控制电路的功耗,使用 1 V 的输出电压为控制电路供电,而且除了振荡器和带隙基准之外的其他控制电路,在每个开关周期能量传输完成后电路关闭,这样可节省静态功耗并提高转换效率。采用华润上华 CMOS 0.18  $\mu\text{m}$  工艺完成转换器电路及版图设计,并进行了仿真验证。

## 1 转换器电路结构和工作原理

单电感 4 输入 3 输出转换器电路结构如图 1 所示。4 个输入端口分别接热能收集器(TEG)、光伏

电池(PV)、振动能收集器(VIB)和可充电电池,3 个输出端口分别接 1、1.8 V 供电的两路负载以及可充电电池。片外元件包括虚线框外的电感和各输入输出端储能电容。

常用的最大功率点追踪方法包括扰动观察法、增量电导法、纹波相关控制法和开路电压法,其中前 3 种方法需要进行电压和电流采样,并且需要计算输出功率,实现电路较复杂并且功耗较高,而开路电压法电路简单并且功耗较低,非常适合于低能收集的可穿戴设备,因此本文选择开路电压法进行最大功率点追踪,得到各个能量源的最大功率点电压  $V_{\text{MPP\_TEG}}$ 、 $V_{\text{MPP\_PV}}$ 、 $V_{\text{MPP\_VIB}}$ 。对于热能收集器和振动能收集器,最大功率点电压为其开路电压的 0.5 倍;对于光伏电池,最大功率点电压大约为其开路电压的 0.75 倍。控制电路通过功率管的开通和关断,将能源端电压  $V_{\text{TEG}}$ 、 $V_{\text{PV}}$  和  $V_{\text{VIB}}$  分别调制到最大功率点电压附近。考虑到外界环境变化较慢,一段时间内各能量源的最大功率点保持不变,间断追踪最大功率点能够降低电路功耗。由于采样电容的寄生电阻导致电容漏电,使最大功率点的采样保持电路电压随时间逐渐降低,过大的采样时间间隔会降低最大功率点的追踪精度。综上所述,本设计每间隔 0.5 s 追踪一次最大功率点。

在系统时钟信号 CLK\_SYS 的上升沿,触发多脉冲发生电路产生短脉冲 Pul1、Pul2 等,动态比较器在各个短脉冲上升沿分别比较各能源端电压与其对应最大功率点电压,以及负载端电压与其对应参考电压,比较结果 D1, D2, ..., D5 通过寄存器阵列保存下来。系统时钟产生电路根据比较结果决定系统时钟信号 CLK\_SYS 的频率改变,在前一个系统时钟频率基础上加倍、减半或者保持不变。输入输出选择电路根据比较结果,在本周期选定一路能量源给一路负载供电。

能量源和负载选定之后,转换器开始进行能量传输。通过功率管将选择的能量源和电感  $L$  的一端相连,同时使功率管 Mn2 导通,在峰值电感电流控制电路的作用下,当电感电流上升到设定值时,结束电感充电阶段。将电感中存储的电能转移到负载端:通过功率管将选择的负载和电感  $L$  的另一端相连,同时使功率管 Mn1 导通。转换器电路工作在非



用可充电电池为负载端供电。如果检测到某个负载端电压低于其参考电压,本周期为该负载端供电;如果两路负载端电压同时低于其参考电压,本周期和下周期轮流为两个负载端供电;如果两路负载端电压都高于其参考电压,本周期将能源端多余能量储存在可充电电池中。如果各个能源端电压都没有达到其最大功率点电压,而且负载端电压都在其参考电压以上,则跳过本周期的能量传输。

变频策略<sup>[10]</sup>是在每个系统时钟上升沿用动态比较器检测各个端口状态,通过改变系统时钟频率实现的,变频控制策略如图 3 所示,图中  $V_s$  为  $V_{TEG}$ 、 $V_{PV}$  和  $V_{VIB}$  能源端电压,  $V_{MPP_S}$  为其对应的最大功率点电压,  $V_{LD}$  为  $V_{10}$  和  $V_{18}$  的负载端电压,  $V_{REF\_LD}$  为其对应的参考电压。当能源端能量充足或者负载较重的情况下,系统时钟频率会加快,以加速能源端能量收集或者负载端能量供给,避免能源端电压上升过快而偏离其最大功率点,或者负载端电压下降过快而偏离其参考电压;当能源端能量较少并且负载较轻的情况下,系统时钟频率会减慢,以节省控制电路功耗。对于某个负载端,比较器连续 3 次检测

到负载端电压低于其参考电压时,发出升频请求;当比较器连续 3 次检测到负载端电压高于其参考电压时,发出降频请求;当控制电路检测到负载端电压在其参考电压上下波动时,发出频率不变请求。对于能源源端,当某个能源端能量充足时发出升频请求,否则发出降频请求。系统时钟频率是由各个端口的检测状态共同决定的:只要有一个能源端或者负载端发出升频请求,则系统时钟频率翻倍;只有当所有能源源和负载都发出降频请求时,系统时钟频率减半。工作频率影响系统功耗和动态响应速度,低时钟频率有利于降低轻负载情况下控制电路的功耗,但从轻负载跳变到重负载时输出电压的恢复时间延长。综合考虑,本设计中系统时钟频率范围为 3.125~50 kHz。

2.2 峰值电感电流控制策略

用于可穿戴设备的转换器电路收集到的能量较少,而且负载较轻,所以转换器电路工作在非连续导通模式。每个周期电感电流从 0 上升到最大峰值电流  $I_p$ ,这个阶段称为电感充电阶段,接下来电感电流放电到 0,此阶段称为电感放电阶段,总的能量损

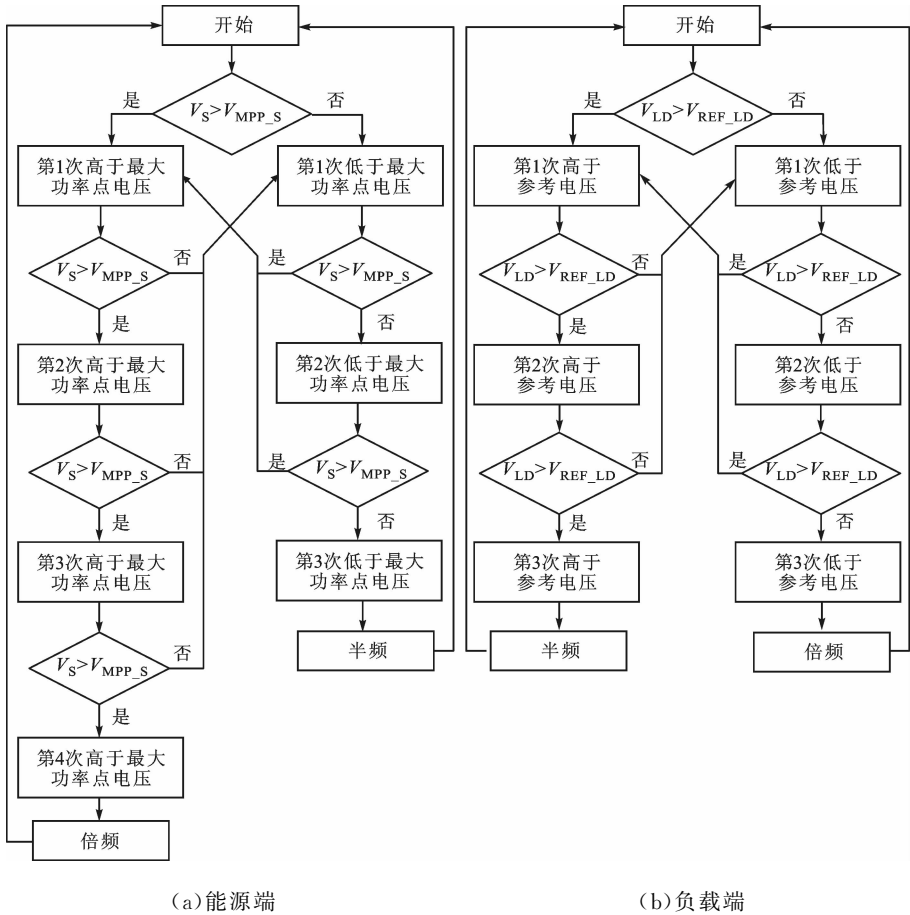


图 3 变频控制策略

耗可表示为<sup>[12]</sup>

$$E_L = E_{ST} + E_{SW} + E_{CN} \quad (1)$$

式中:  $E_{SW}$  为功率管的开关损耗;  $E_{CN}$  为功率管的导通损耗;  $E_{ST}$  为控制电路的功耗。在电感充电阶段, 假设电感的寄生电阻很小, 则有

$$L \frac{di}{dt} = V_1 \quad (2)$$

式中:  $V_1$  为能源端电压;  $L$  为电感。功率管导通损耗  $E_{CN}$  在电感充电阶段可表示为

$$E_{CN, stg1} = \int_0^{T_{stg1}} i^2 R_{stg1} dt \quad (3)$$

式中:  $T_{stg1}$  为电感充电阶段持续的时间;  $R_{stg1}$  为给电感充电时通路上总的等效电阻, 包括功率管的导通电阻和电感的寄生电阻等。将式(2)代入式(3)可得

$$E_{CN, stg1} = \int_0^{I_P} i^2 R_{stg1} \frac{L}{V_1} di = \frac{LR_{stg1} I_P^3}{3V_1} \quad (4)$$

同理, 可得电感放电阶段的导通损耗

$$E_{CN, stg2} = \frac{LR_{stg2} I_P^3}{3V_O} \quad (5)$$

式中:  $R_{stg2}$  为电感放电阶段通路上总的等效电阻;  $V_O$  为负载端电压, 则一个开关周期内总的导通损耗为

$$E_{CN} = E_{CN, stg1} + E_{CN, stg2} = \frac{L}{3} \left( \frac{R_{stg2}}{V_O} + \frac{R_{stg1}}{V_1} \right) I_P^3 \quad (6)$$

转换效率的表达式为

$$\eta_L = 1 - \frac{E_{ST} + E_{SW} + E_{CN}}{0.5LI_P^2} = 1 - \frac{E_{ST} + E_{SW}}{0.5LI_P^2} - \frac{1}{1.5} \left( \frac{R_{stg2}}{V_O} + \frac{R_{stg1}}{V_1} \right) I_P \quad (7)$$

由式(7)可以看出, 转换效率与电感的峰值电流为非线性关系, 并且存在一个最佳峰值电流可使转换效率最高。

不同能量源作为输入时转换效率随电感的峰值电流  $I_P$  的变化曲线如图4所示。各个能量源电压设置在典型应用情况下, 电感的峰值电流在 20~80 mA 的范围内改变。当峰值电流设置较小时, 每次转移的能量较少, 传递能量更加频繁, 导致控制电路的功耗和功率管的开关损耗增大, 成为影响效率的主要因素; 当峰值电流设置较大时, 导通损耗成为影响转换效率的主要因素。为了简化电路设计, 峰值电流统一设定为 30 mA。由图4可知: 使得转换效率最大的最佳峰值电流对于不同能量源是不一样的, 它们分布在 28~35 mA 之间; 输入电压越高, 转换效率对于峰值电流越不敏感, 当峰值电流从 28 mA 变化到 76 mA 时, 对于 0.2 V 的热能收集器,

转换效率从 75% 降低到 60%, 然而对于 3 V 的电池, 效率仅仅降低了 2%, 可知当电池作为输入时, 转换效率不能作为选择峰值电流的首要考虑因素。在选择电池作为输入的峰值电流时, 要综合考虑输出电压纹波和最大供负载能力, 在重载情况下的供负载能力随着峰值电流增加而增大, 然而更大的峰值电流会使输出电压纹波变大, 需要选用更大的滤波电容以减小电压纹波, 考虑到这两种因素, 选择 50 mA 作为电池输入情况下的峰值电流值。

部分控制电路采用断续工作方式能够进一步降低转换器功耗。在每个开关周期, 使除了振荡器和带隙基准之外的其他控制电路在能量传输完成后关闭, 可节省静态功耗, 提高转换效率。

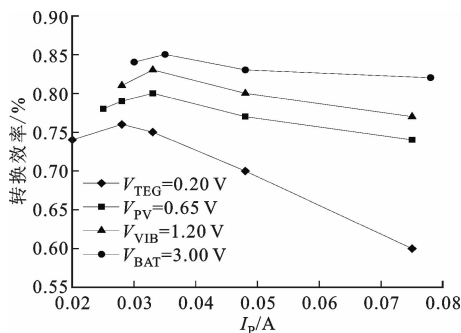


图4 不同能量源作输入时转换效率随  $I_P$  的变化曲线

### 3 主要控制电路设计

#### 3.1 基于开路电压法的最大功率点追踪电路

最大功率点追踪的目的是获得各个能量源的最大功率点电压, 当转换器工作在最大功率点电压时, 能量源的输出功率最大, 电路如图5所示。当需要更新最大功率点电压时, 首先通过开关管 SW1 将能量源和功率级电路断开, 同时将 SW3 断开, SW2 和 SW4 闭合, 采样电容  $C_1$  上的电压很快上升到能量源的开路电压; 然后, 将 SW1 和 SW3 闭合, SW2 和

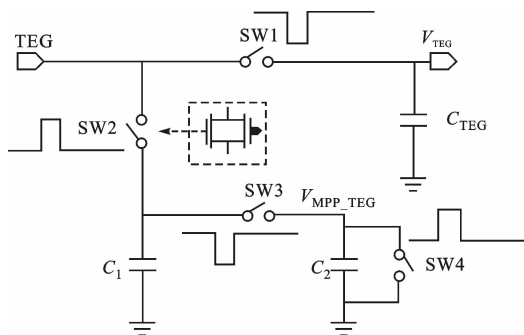


图5 热能收集器的最大功率点追踪电路



压,数字代表各个能量源在这一时间段内传输了几次能量。在热能收集器第一次传输能量时,对应的端口电压下降,电感电流上升。当电感电流上升到最大值时,端口电压停止下降,重新聚集能量准备下一次的传输,由于系统检测到此时两路负载电压都在参考电压之上,将收集的能量传输给可充电电池暂存起来,能量传输完成后,电感电流回归到0。因为电感电流的上升速度与电感两端的电压成正比,所以当热能收集器给负载供电时电感电流上升速度最慢,光伏电池次之,最快为振动能收集器。在光伏电池第一次传输能量时,由于 $V_{18}$ 小于参考电压, $V_{10}$ 大于参考电压,所以将光伏电池的能量传输给 $V_{18}$ , $V_{18}$ 重新回到参考电压之上。同理,振动能收集器第一次传输能量给了可充电电池, $V_{10}$ 在热能收集器第5次传输能量时得到补充。稳态情况下各能源端电压能够被保持在各自最大功率点电压附近,负载端电压能够被调制到各自参考电压附近,同时各个能量源为负载供电时,电感的峰值电流可以被控制在30 mA左右,实现了较为准确的峰值电感电流控制。

在 $36\text{ }\mu\text{A}$ 轻负载、1 mA重负载情况下转换器的工作情况如图10所示。由图10可知:转换器能够根据负载电流大小调节能量传输频率,实现负载端电压的调制;负载较轻时,系统时钟CLK\_SYS的频率较小;负载电流从 $36\text{ }\mu\text{A}$ 增加到1 mA时,也即输出功率从 $36\text{ }\mu\text{W}$ 变化到1 mW时,系统时钟频率升高,电池更频繁地作为输入源为负载供电, $V_{10}$ 电压产生负过冲现象,过冲电压达到了46 mV。文献[10]中在输出功率从 $3.6\text{ }\mu\text{W}$ 增加到0.324 mW时,过冲电压达到了30 mV,文献[13]中在输出功率从 $20\text{ }\mu\text{W}$ 增加到1 mW时,过冲电压达到了75 mV,本文在更宽的输出功率范围内具有较好的动态响应性能。当电池作为输入时,转换器选择较高的峰值电流,这样能够保证负载由轻载向重载跳变时,输出端电压具有更小的负过冲和更短的恢复时间。负载电流从1 mA恢复到 $36\text{ }\mu\text{A}$ 时,经过几个周期调整后系统时钟频率减慢以节省功耗,在此过程中输出端电压 $V_{10}$ 基本没有过冲现象发生,这是因为控制策略中存在跳过机制。

转换效率为

$$\eta = \begin{cases} \frac{P_{\text{BAT}} + P_{\text{Load}}}{P_{\text{Source}}}, & P_{\text{Source}} > P_{\text{Load}} \\ \frac{P_{\text{Load}}}{P_{\text{BAT}} + P_{\text{Source}}}, & P_{\text{Source}} < P_{\text{Load}} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $P_{\text{Source}}$ 为能量源输入进转换器的功率; $P_{\text{Load}}$ 为

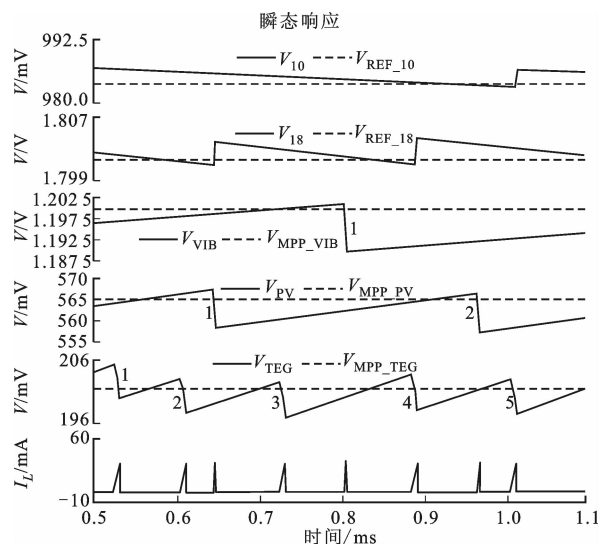


图9 不同输入输出情况下的电压电流波形

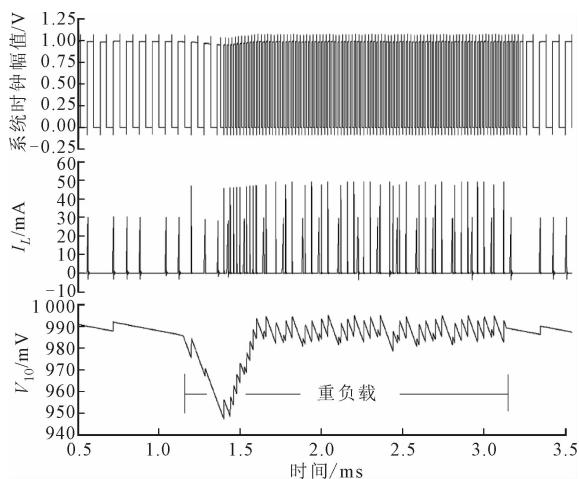


图10 不同负载情况下的电压电流波形

负载消耗的功率; $P_{\text{BAT}}$ 为可充电电池在一段时间内获得的净能量或者输出的净能量。当能量源输入进转换器的功率大于负载消耗的功率时,多余能量存储在电池中,所以在效率计算时把 $P_{\text{BAT}}$ 作为分子,在重负载情况下,因为电池和能量源共同为负载供电,所以计算效率时把 $P_{\text{BAT}}$ 作为分母。

当热能收集器、光伏电池和振动能收集器分别作为输入源时,转换器的转换效率曲线如图11所示。由图11可知:即使在低输入电压和轻负载的情况下,转换效率也能够保持在73.8%以上;当输出负载为3 mW时转换效率达到最大,最大转换效率为85.3%。基于阈值的变频策略和断续工作模式的使用降低了控制电路的功耗,最高时钟频率情况下控制电路功耗为300 nW,当能源端能量较少并且负载较轻的情况下,控制电路功耗更低。使用峰值电感电流技术不仅提高了转换效率,而且降低了输

出电压纹波,在储能电容为 5  $\mu\text{F}$  的情况下最大输出电压纹波为 24 mV。本文所设计的转换器和其他转换器电路的对比结果如表 1 所示,可知本文设计

的转换器具有较低的控制电路功耗、低压输入,在轻负载情况下,具有较高的转换效率以及较小的输出电压纹波。

表 1 4 种转换器电路性能对比

| 转换器来源                    | 工艺特征尺寸/ $\mu\text{m}$ | 收集能源类型    | 输出电压/V | 转换器电路功耗         | 输入源电压 $V_s$ /V | $\eta_{1\mu\text{W}}/\%$                          | $\eta_{\text{max}}/\%$ | 最大输出电压纹波               |
|--------------------------|-----------------------|-----------|--------|-----------------|----------------|---------------------------------------------------|------------------------|------------------------|
| 文献[9]                    | 0.35                  | 热能、光能和振动能 | 1.88   | 5 $\mu\text{W}$ | 0.02~5         |                                                   | 83                     | 25 mV@15 $\mu\text{F}$ |
| 文献[10]                   | 0.18                  | 光能        | 1、1.8  | <400 nW         | 2.6            | 68                                                | 83.5                   | 30 mV@10 $\mu\text{F}$ |
| 文献[14]                   | 0.18                  | 热能        | 0.5    | 480 nW          | 0.1            | <58                                               | 83.4                   |                        |
| 73.8@ $V_s=0.2\text{ V}$ |                       |           |        |                 |                |                                                   |                        |                        |
| 本文                       | 0.18                  | 热能、光能和振动能 | 1、1.8  | <300 nW         | 0.2~3          | 79@ $V_s=0.56\text{ V}$<br>80@ $V_s=1.2\text{ V}$ | 85.3                   | 24 mV@5 $\mu\text{F}$  |

注: $\eta_{1\mu\text{W}}$ 为负载消耗功率等于 1 $\mu\text{W}$  时转换器的转换效率; $\eta_{\text{max}}$ 为转换器的最大转换效率。

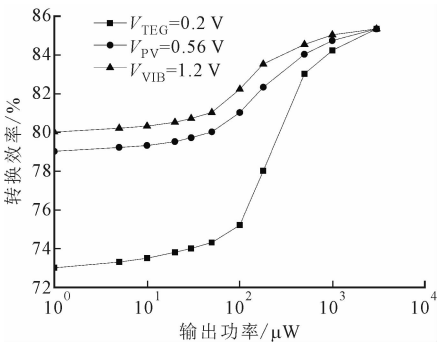


图 11 各能量源在典型电压情况下的转换器效率曲线

5 结 论

本文设计了一种用于可穿戴设备的多源能量收集转换器电路,该电路能够从电压和内阻差异较大的光能、热能和振动能 3 种能源同时收集能量。提出的峰值电感电流脉冲频率调制技术降低了控制电路的功耗,提高了转换效率,而且降低了输出端电压纹波。采用华润上华 CMOS 0.18  $\mu\text{m}$  工艺完成转换器电路及版图设计,后仿真结果表明,转换器电路的功耗控制在 300 nW 以内,最高转换效率为 85.3%,即使在 0.2 V 低压输入和 1  $\mu\text{W}$  的轻负载情况下,转换效率也能达到 73.8%,在储能电容为 5  $\mu\text{F}$  时,最大输出纹波电压为 24 mV。

参考文献:

[1] WANG Chuang, LI Zunchao, LUO Cheng, et al. An optimized auto-tuning digital DC-DC converter based on linear-non-linear and predictive PID [J]. IEICE Transactions on Electronics, 2014, 97(8): 813-819.

[2] 赵凯,王闯,李尊朝,等. 结合平衡和滤波技术抑制

GaN 电源转换器的电磁干扰 [J]. 西安交通大学学报, 2016, 50(2): 38-42.

ZHAO Kai, WANG Chuang, LI Zunchao, et al. A method for suppressing electromagnetic interference of GaN converter utilizing balance and filter technologies [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2016, 50(2): 38-42.

[3] WANG Chuang, ZHAO Kai, LI Zunchao. An inductor-based converter with EMI reduction for low-voltage thermoelectric energy harvesting [J]. International Journal of Electronics, 2017, 104(7): 1132-1141.

[4] 荣训,陈志敏,曹广忠. 微弱能量收集电路技术的研究现状与发展趋势 [J]. 传感器与微系统, 2015, 34(9): 6-10.

RONG Xun, CHEN Zhimin, CAO Guangzhong. Research status and developing trend of ultra low energy harvesting circuit technology [J]. Transducer and Microsystem Technologies, 2015, 34(9): 6-10.

[5] WANG Chuang, LI Zunchao, ZHAO Kai, et al. Efficient self-powered convertor with digitally controlled oscillator-based adaptive maximum power point tracking and RF kickstart for ultralow-voltage thermoelectric energy harvesting [J]. IET Circuits, Devices & Systems, 2016, 10(2): 147-155.

[6] KIM H, KIM S, KWON C K, et al. An energy-efficient fast maximum power point tracking circuit in an 800  $\mu\text{W}$  photovoltaic energy harvester [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2927-2935.

[7] SHIM M, KIM J, JEONG J, et al. Self-powered 30  $\mu\text{W}$  to 10 mW piezoelectric energy harvesting system with 9.09 ms/V maximum power point tracking time

- [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2015, 50(10): 2367-2379.
- [8] CHOWDARY G, SINGH A, CHATTERJEE S. An 18nA, 87% efficient solar, vibration and RF energy-harvesting power management system with a single shared inductor [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2016, 51(10): 2501-2513.
- [9] BANDYOPADHYAY S, CHANDRAKASAN A P. Platform architecture for solar, thermal, and vibration energy combining with MPPT and single inductor [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2012, 47(9): 2199-2215.
- [10] YU G, CHEW K W, SUN Z C, et al. A 400 nW single-inductor dual-input-tri-output DC-DC buck-boost converter with maximum power point tracking for indoor photovoltaic energy harvesting [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2015, 50(11): 2758-2772.
- [11] SHRIVASTAVA A, ROBERTS N E, KHAN O U, et al. A 10 mV-input boost converter with inductor peak current control and zero detection for thermoelectric and solar energy harvesting with 220 mV cold-start and 14.5 dBm, 915 MHz RF kick-start [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2015, 50(8): 1820-1832.
- [12] ZHANG Yi, MA Dongsheng. A fast-response hybrid SIMO power converter with adaptive current compensation and minimized cross-regulation [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2014, 49(5): 1242-1255.
- [13] PRABHA R D, GABRIEL A. 0.18  $\mu\text{m}$  Light-harvesting battery-assisted charger-supply CMOS system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(4): 2950-2958.
- [14] CHEN P H, FAN M Y. An 83.4% peak efficiency single-inductor multiple-output based adaptive gate biasing DC-DC converter for thermoelectric energy harvesting [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems: I, 2015, 62(2): 405-412.

(编辑 赵炜)

(上接第 111 页)

- [15] 韦恒, 周頔, 王毅. 基于故障录波装置的双回输电线路参数在线测量方法 [J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(23): 138-142.
- WEI Heng, ZHOU Di, WANG Yi. Online parameter measurement of double-circuit transmission lines based on fault recorder [J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(23): 138-142.
- [16] YAO Wang, WILSON X. Algorithms and field experiences for estimating transmission line parameters based on fault record data [J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2015, 9(13): 1773-1781.
- [17] 谢琼香, 何瑞文, 谷磊. 电子式互感器的实用化研究 [J]. 广东电力, 2013, 26(1): 4-8.
- XIE Qiongxiang, HE Ruiwen, GU Lei. Study on practicability of electronic inductor [J]. Guangdong Electric Power, 2013, 26(1): 4-8.
- [18] 张保会, 尹项根. 电力系统继电保护 [M]. 2 版. 北京: 中国电力出版社, 2010: 162.
- [19] 鲍乐, 丛伟, 胡妹, 等. 基于同步采样值的输电线路参数非解耦算法 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2016, 28(5): 23-28.
- BAO Le, CONG Wei, HU Mei, et al. Transmission line parameters coupling algorithm based on synchronous sampling signal [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2016, 28(5): 23-28.
- [20] 索南加乐, 梁振锋, 宋国兵. 自适应熄弧时刻的单相重合闸的研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(5): 37-41.
- SUONAN Jiale, LIANG Zhenfeng, SONG Guobing. Study of single-phase reclosure with adaptive secondary arc extinction [J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(5): 37-41.
- [21] 康小宁, 吴招座, 索南加乐, 等. 参数识别纵联差动保护应用中输电线路模型适用频带研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(19): 8-16.
- KANG Xiaoning, WU Zhaozuo, SUONAN Jiale, et al. Research of suitable frequency band of transmission line model applied to pilot differential protection based on parameter identification [J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(19): 8-16.

(编辑 杜秀杰)