

## 峰值电流模 DC-DC 转换器中 多功能误差放大器电路设计

杨 骁, 娄付军, 徐锦里, 李靖坤, 邱伟彬  
(华侨大学信息科学与工程学院, 福建厦门 361021)

**摘 要:** 提出了一种适合于峰值电流模 DC-DC 转换器的新型多功能误差放大器电路. 与斜坡电压信号结合可实现软启动功能, 实现了从启动阶段到稳定工作状态的平滑过渡, 无扰动出现, 并有效地消除了启动阶段的浪涌电流和电压过冲; 同时还具有最大电流限制和模式切换功能. 该误差放大器集成到一款峰值电流模升压型 DC-DC 转换器中, 电路采用 CSMC 0.5  $\mu\text{m}$  BCD 工艺实现. 仿真结果表明: 3.5V 的输入电压下, 误差放大器消耗的静态电流为 4.48  $\mu\text{A}$ , 并且能够实现软启动、最大电流限制、模式切换功能. 电路具有简单易实现, 功耗低的特点.

**关键词:** 误差放大器; DC-DC 转换器; 电流模; 软启动; 低功耗

**中图分类号:** TN432 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)02-0508-05

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.02.033

## Design of Error Amplifier with Multi-functions for Peak-Current Mode DC-DC Converters

YANG Xiao, LOU Fu-jun, XU Jin-li, LI Jing-kun, QIU Wei-bin  
(College of Information Science and Engineering, Huaqiao University, Xiamen, Fujian 361021, China)

**Abstract:** A novel error amplifier with integration of multi-functions for peak-current mode DC-DC converters is presented. Soft-start is achieved by the error amplifier combined with a ramp voltage signal. A smooth transition from start-mode to the steady state is achieved without disturbance, and the inrush current and the overshoot of the output voltage during start-up are eliminated effectively. Moreover, this novel error amplifier has other two functions, which are the maximum current limit and working mode switching. The error amplifier is applied to a peak-current mode BOOST DC-DC converter that is implemented with CSMC 0.5  $\mu\text{m}$  BCD process. Simulation results show that the static current consumption of the error amplifier is 4.48  $\mu\text{A}$  with 3.5V supply voltage, and the soft-start, maximum current limit and working mode switching functions are achieved by the multi-functions error amplifier. The presented circuit is concise and simple to implement, and has features of low power.

**Key words:** error amplifier; DC-DC converter; current mode; soft-start; low power

### 1 引言

开关脉冲宽度调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 型 DC-DC 转换器具有体积小、效率高、可带负载范围宽等优点, 在便携式设备中得到了广泛的应用<sup>[1-4]</sup>. 转换器通过将误差放大器输出信号经 PWM 调制电路产生不同占空比的控制信号去驱动开关功率管导通/关断, 实现输出电压的调节. 但是在启动阶段, 由于误差放大器工作在非平衡状态, 功率开关管长时间导通, 电感上产生大的浪涌电流, 输出电压出现过冲现象, 该过冲电压会损毁转换

器及其负载电子器件, 软启动电路可以解决该问题<sup>[5,6]</sup>. 传统软启动电路采用的方法是在启动初始阶段用缓慢上升的斜坡信号替代误差放大器的输入参考电压, 使开关功率管导通时间缓慢增加, 转换器电感电流和输出电压平稳上升, 直到斜坡信号增大到参考电压值后, 通过开关把误差放大器的输入信号从斜坡信号切换到参考电压信号, 实现从启动阶段到稳定工作状态的切换<sup>[7,8]</sup>. 从文献[7,8]的测试结果可以看出, 该方法在切换时刻电感电流会出现明显的波动, 过渡不够平滑; 同时该方法除了斜坡信号产生电路外还需要一个电压比较器、切换开

关和一些逻辑控制电路. 为了提高轻载时的效率, 一种经典方案是轻载时转换器切换到省电模式. 在省电模式下, 大部分模块停止工作, 大大降低了平均静态功耗和开关损耗, 其效率明显提高<sup>[9]</sup>. 另外, 为了控制开关功率管和电感的电流不超过额定电流而损坏器件, 需要电流限制电路. 为了实现正常工作模式与省电工作模式之间的切换以及最大电流限制, 传统方法需要多个电压比较器和电压箝位电路来实现. 文献[9]对电路进行了简化, 采用了一种新型的多输入复合比较器和多输入待机判决电路, 减少了电压比较器和电压箝位电路的数目, 简化了电路.

本文在传统误差放大器的基础上, 巧妙地增加少许电路, 实现了软启动, 轻载时模式切换, 最大电流限制多种功能. 该多功能误差放大器与斜坡信号结合, 在启动阶段可自动平滑地过渡到稳定工作状态, 无需进行开关切换, 电感电流和输出电压无波动, 并且电路简单, 只需在传统误差放大器电路中增加 2 个晶体管即可实现; 同时该误差放大器集成了高、低电压箝位和模式切换电路, 实现了轻载时模式切换、最大电流限制功能, 并且比文献[9]中相应电路更为简单易实现、功耗低.

## 2 DC-DC 转换器电路结构

图 1 为本文峰值电流模升压型 DC-DC 转换器电路框图, 系统采用了文献[9]中提出的提高轻载效率的控制方案. 输出电压  $V_o$  经过电阻  $R_1$ 、 $R_2$  分压后与参考电压  $V_{REF}$  比较, 其差值经误差放大器 EA 放大后得到误差放大信号  $V_{EA}$ ; 采样电流  $I_{SEN}$ 、斜坡补偿电流  $I_{SLOPE}$ 、直流工作点设置电流  $I_{REF}$  叠加后经电阻  $R_4$  产生电压  $V_s$ . 当  $V_s$  大于误差放大输出电压  $V_{EA}$  时, 使 RS 触发器输出端 Q 复位变为低电平, 关断开关功率管  $M_N$ , 实现对电感电流和输出电压的调节. 使 PWM 比较器翻转的临界电压  $V_s$  可表示为:

$$V_s = (I_{SEN\_PEAK} + I_{SLOPE} + I_{REF}) R_4 \quad (1)$$

式中  $I_{SEN\_PEAK}$  为电感的峰值电流;  $I_{SLOPE}$  为斜坡补偿电流;  $I_{REF}$  为基准电流, 为 PWM 比较器提供合适的直流工作点.

根据式(1), 当斜坡补偿电流  $I_{SLOPE}$  和直流工作点设置电流  $I_{REF}$  确定后, 使 PWM 比较器翻转的临界电压  $V_s$  由电感的峰值电流决定, 因此可以设定误差放大器输出电压  $V_{EA}$  的最大值  $V_{EA\_MAX}$  来限制电感的最大峰值电流  $I_{PEAK\_MAX}$ , 同时可以设定  $V_{EA}$  的最小值  $V_{EA\_MIN}$  来确定电感的最大峰值电流  $I_{PEAK\_MIN}$ .

在轻载时, 若负载在一个周期内消耗的能量小于电流  $I_{PEAK\_MIN}$  流经电感时电感存储的能量, 转换器输出电压  $V_o$  不断增加. 当  $V_o$  增大到高阈值电压后, 产生一个关断信号, 关断相应的模块, 进入省电模式, 提高轻载

效率. 进入省电模式后, 负载电流由输出电容提供, 输出电压  $V_o$  逐渐降低. 当  $V_o$  降低到低阈值电压后, 控制转换器切换到正常的 PWM 模式, 从而实现转换器 PWM 模式与省电模式之间的切换.

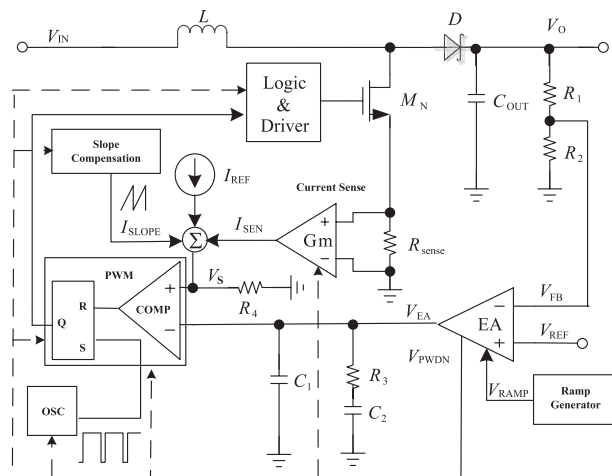


图1 峰值电流模升压型DC-DC转换器框图

## 3 多功能误差放大器电路设计

图 2 为本文提出的多功能误差放大器, 其电路是在经典差分输入单端输出两级放大器的基础上增加 MN7、MN8、MN9、MN10 管、跨导运算放大器 OTA 和施密特触发器 SMIT 实现, OTA 电路如图 2 中虚线框内所示. 图中  $V_{FB}$  为反馈电压,  $V_{REF}$  为参考电压,  $V_{RAMP}$  为斜坡电压信号,  $V_{CLAMP\_MAX}$  为设定最大电流的控制电压,  $V_{EA\_MIN}$  为设定最小峰值电流的控制电压,  $V_{EA}$  为误差放大器输出信号,  $V_{P\_WDN}$  为模式切换的使能信号, 高电平有效. 该误差放大器电路能实现软启动、最大电流限制和模式切换功能.

软启动功能: 在启动初始阶段, 斜坡电压信号  $V_{RAMP}$  较小, MN7 管关断, 同时 MP5 和 MP6 管关断, MN6 管导通,  $V_{EA}$  电压接近于 0. 由于  $V_{EA}$  小于  $V_{EA\_MIN}$ , 放大器 OTA 的第一级输出信号  $V_{CTRL1}$  升高使 MN10 管导通, 使  $V_{EA}$  上升趋向于  $V_{EA\_MIN}$ . 此时转换器输出电压  $V_o$  较小, 放大器反相输入端信号  $V_{FB}$  远小于其正相输入端参考电压  $V_{REF}$ , 尾电流  $I_{ss}$  大部分流向 MP3/MN4 支路, MP4/MN5 支路电流很小. MN5、MN6 管构成电流镜, 使 MN6 管的下拉电流很小, MN10 管仅需要提供很小的电流便能使  $V_{EA}$  钳位于  $V_{EA\_MIN}$ . 设计时, 选择合适的宽长比, 使 OTA 第二级输出电压  $V_{CTRL2}$  在  $V_{EA}$  稳定于  $V_{EA\_MIN}$  时大于 SMIT 正向阈值电压, 误差放大器输出信号  $V_{P\_WDN}$  为低电平, 软启动阶段开始, 并且  $V_{EA}$  被钳位在  $V_{EA\_MIN}$ .

斜坡信号  $V_{RAMP}$  逐渐上升并使 MN7 导通后, 流过 MN3/MN7/MN8/MP5 支路的电流随着  $V_{RAMP}$  增加逐渐

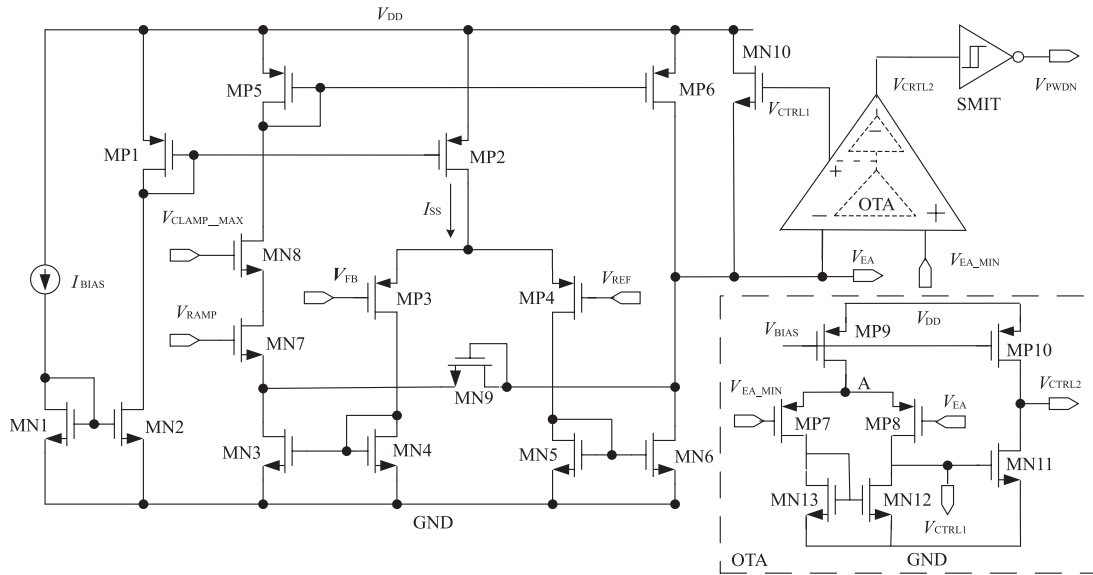


图2 本文提出的多功能误差放大器电路图

增大,MP5、MP6管构成电流镜,使流过MP6管的电流逐渐增加,当其电流大于MN6管的电流时, $V_{EA}$ 升高,OTA第一级输出信号 $V_{CTRL1}$ 降低,MN10管关断,闭环断开失去钳位作用。MN9管栅漏相连,构成二极管连接,此时误差放大器输出端电压 $V_{EA}$ 可表示为:

$$V_{EA} = V_{RAMP} - V_{GS,MN7} + V_{GS,MN9} \quad (2)$$

$V_{EA}$ 跟随 $V_{RAMP}$ 缓慢上升,经过PWM调制电路,控制功率开关管导通时间逐渐增长,流过电感的电流和输出电压 $V_o$ 缓慢上升。

当输出电压 $V_o$ 上升到期望值,反馈信号 $V_{FB}$ 等于参考电压 $V_{REF}$ ,误差放大器工作在平衡状态, $V_{EA}$ 跟随 $V_{RAMP}$ 上升到转换器稳定工作所对应的 $V_{EA}$ 值之后就稳定在该值,不再跟随 $V_{RAMP}$ 上升。该 $V_{EA}$ 值由转换器闭环系统决定,转换器平滑过渡到稳定工作状态。

最大电流限制功能:当软启动完成后,MN7工作在深线性区,其源漏电压差很小,此时误差放大器输出信号 $V_{EA}$ 最大值可表示为:

$$V_{EA\_MAX} = V_{CLAMP\_MAX} - V_{GS,MN8} + V_{GS,MN9} \quad (3)$$

通过设定 $V_{CLAMP\_MAX}$ 可实现最大电流限制流功能。

模式切换功能:重载条件下并假设转换器已稳定工作,反馈电压 $V_{FB}$ 等于参考电压 $V_{REF}$ ,误差放大器工作在平衡状态, $V_{EA\_MIN} < V_{EA} < V_{EA\_MAX}$ ,OTA与MN10管构成的环路断开,无钳位作用。当负载减小时,输出电压 $V_o$ 增加,反馈电压 $V_{FB}$ 增加,并大于 $V_{REF}$ 。此时流经MP3/MN4支路电流减小,并通过电流镜电路MN3、MN4和MP5、MP6,使流经MP6管的电流减小;同时流经MP4/MN5支路电流增大,通过电流镜电路MN5、MN6,使得MN6的下拉电流增大。由于流经MN6管的下拉电流大于流经MP6的灌入电流,误差放大器输出

信号 $V_{EA}$ 减小。当 $V_{EA}$ 减小到 $V_{EA\_MIN}$ 时,OTA与MN10管形成闭环,流经MN6管与MP6管的电流差值由MN10管提供, $V_{EA}$ 被钳位到 $V_{EA\_MIN}$ ,转换器以设定的最小峰值电流工作。若此时一个周期内电感存储的能量仍大于负载消耗的能量,输出电压 $V_o$ 继续增加,使流经MN6管与MP6管的电流差值继续增大,则MN10管需要提供更大电流去维持 $V_{EA}$ ,使其钳位到 $V_{EA\_MIN}$ 。OTA与MN10管形成的闭环使得MN10管的栅极电压(即OTA第一级的输出信号 $V_{CTRL1}$ )不断升高以便提供更大的电流。不断增加的 $V_{CTRL1}$ 电压使OTA的第二级输出电压 $V_{CTRL2}$ 减小。当 $V_{CTRL2}$ 小于施密特触发器SMIT负向阈值电压后,误差放大器输出信号 $V_{PWDN}$ 变为高电平,关断功率管以及相应模块,进入省电模式。此后负载电流仅仅由输出电容来提供,输出电压 $V_o$ 逐渐下降,反馈电压 $V_{FB}$ 减小。当 $V_{FB}$ 小于 $V_{REF}$ 后,流经MP6管的电流大于MN6管的下拉电流, $V_{EA}$ 增大,OTA第一级输出信号 $V_{CTRL1}$ 降低,MN10管关断,闭环断开,并使OTA第二级输出信号 $V_{CTRL2}$ 升高并大于施密特触发器SMIT正向阈值电压,误差放大器输出信号 $V_{PWDN}$ 变为低电平,关断模块被唤醒再次工作,如此来回进行模式切换。设计时MP3/MP4采用较大的宽长比实现大的跨导,使反馈电压 $V_{FB}$ 在较小的变化值时产生较大的电流变化,提高模式切换的响应速度,减小输出纹波。由于MP7/MP8的阈值电压 $V_{TH,MP7/8}$ 大于MN10的阈值电压 $V_{TH,MN10}$ (衬偏效应)以及MN10管的亚阈值导电性,可以保证在OTA与MN10形成闭环工作时,其输入对管MP7/MP8工作在饱和区,并且留有足够的余量。

由于MN7管和MN8管的存在,误差放大器不完全对称。但在转换器工作中,由于系统的反馈环路可以实

时调整  $V_{EA}$ , 达到一种动态平衡; 同时模式切换点在实际应用中也不要要求非常精确, 所以误差放大器的非完全对称不会带来明显的影响。

#### 4 仿真结果分析

本文多功能误差放大器应用到一款峰值电流模升压型 DC-DC 开关转换器中, 电路采用 CSMC 0.5 $\mu\text{m}$  BCD 工艺实现。为了验证误差放大器具有的多种功能, 仿真时设定输入电压为 3.5V, 输出电压为 12V, 采用开关切换负载电阻的方法实现不同的负载电流。在启动阶段, 负载电阻为 30 $\Omega$ , 验证软启动功能; 当软启动完成并稳定后, 负载电阻从 30 $\Omega$  切换到 300 $\Omega$  的轻载, 验证模式切换功能; 最后负载电阻切换到 10 $\Omega$ , 验证误差放大器的最大电流限制功能。误差放大器功能仿真的波形图如图 3 所示, 曲线分别为: ①转换器开始工作的全局使能信号  $V_{EN}$ ; ②省电模式切换使能信号  $V_{PWDN}$ ; ③斜坡电压信号  $V_{RAMP}$ ; ④误差放大器输出信号  $V_{EA}$ ; ⑤转换器输出电压  $V_O$ ; ⑥电感电流  $I_L$ 。

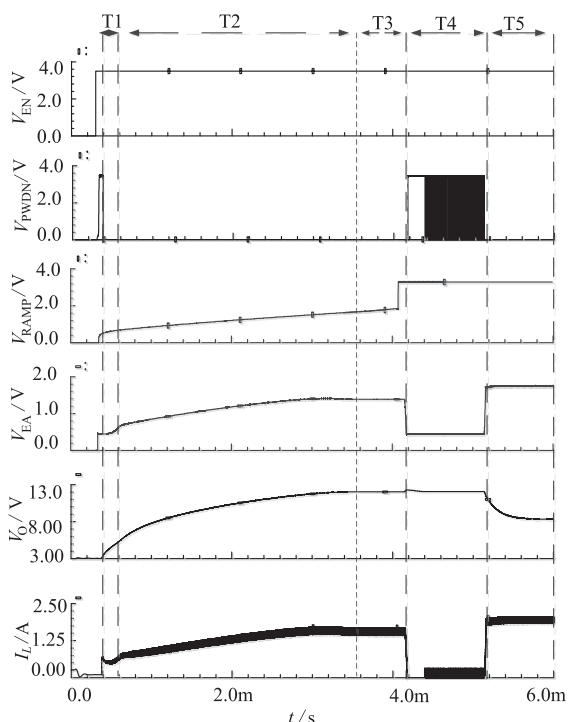


图3 误差放大器功能仿真波形图

全局使能信号  $V_{EN}$  有效后 (高电平), 在软启动初始阶段  $V_{EA}$  很小, OTA 第一级输出信号  $V_{CTRL1}$  上升幅度较大, MN10 提供瞬间的大电流, 使  $V_{EA}$  快速接近  $V_{EA\_MIN}$ 。在此瞬态过程中, OTA 第二级输出信号  $V_{CTRL2}$  大幅度减小并小于施密特触发器 SMIT 负向阈值电压,  $V_{PWDN}$  变为高电平, 关断相应的模块。当  $V_{EA}$  稳定于  $V_{EA\_MIN}$  后, OTA 第二级输出信号  $V_{CTRL2}$  电压稳定, 并大于 SMIT 正向阈

值电压,  $V_{PWDN}$  变为低电平, 软启动开始工作。在 T1 时间段, 斜坡信号  $V_{RAMP}$  较小, MN7 管关断, 误差放大器输出信号  $V_{EA}$  被钳位在  $V_{EA\_MIN}$ ; T2 时间段, 斜坡信号  $V_{RAMP}$  较大, MN7 导通,  $V_{EA}$  跟随斜坡电压信号  $V_{RAMP}$  逐渐上升, 经 PWM 电路产生占空比逐渐增大的控制信号控制开关功率管导通时间逐渐增大, 电感电流缓慢增大, 输出电压  $V_O$  平稳上升并趋向于设定的输出电压; T3 时间段, 输出电压  $V_O$  等于设定值, 误差放大器工作在平衡状态,  $V_{EA}$  跟随  $V_{RAMP}$  上升到转换器稳定工作所对应的  $V_{EA}$  值之后就稳定在该值, 不再跟随  $V_{RAMP}$  上升, 转换器平滑过渡到稳定工作状态, 电感电流和输出电压无波动。在本设计中, 软启动完成后,  $V_{RAMP}$  被拉到电源电压, 使 MN7 管工作在深线性区, 减小对误差放大器的影响。T4 时间段, 负载电阻从 30 $\Omega$  切换到 300 $\Omega$  的轻载, 误差放大器输出信号  $V_{EA}$  从稳定工作状态的值得迅速减小, 并被钳位在最小值  $V_{EA\_MIN}$ 。由于此时负载在一个周期内消耗的能量小于  $V_{EA\_MIN}$  所对应的最小峰值电流  $I_{PEAK\_MIN}$  流经电感时电感存储的能量, 输出电压  $V_O$  逐渐升高, 升高到一定值时, 误差放大器输出信号  $V_{PWDN}$  变为高电平, 转换器进入省电模式。此后负载电流由输出电容提供, 输出电压  $V_O$  逐渐降低。当  $V_O$  降低到一定值后, 误差放大器输出信号  $V_{PWDN}$  变为低电平, 转换器再次切换到以最小峰值电流  $I_{PEAK\_MIN}$  的工作状态。如此实现转换器在正常的 PWM 工作模式与省电模式之间来回切换。轻载时局部放大波形如图 4 所示, 其中依次为模式切换使能信号  $V_{PWDN}$ 、转换器输出电压  $V_O$ 、电感电流  $I_L$  波形图。从波形可以得到, 该误差放大器不但能够完成模式切换功能, 而且在轻载时输出电压  $V_O$  的纹波较小。T5 时间段, 负载电阻从 300 $\Omega$  切换到 10 $\Omega$ , 验证误差放大器的最大电流限制功能。从图 3 可以看出, 误差放大器输出信号  $V_{EA}$  被钳位在最大值  $V_{EA\_MAX}$ , 电感最大电流被限制在设定值, 不再增加。由于负载电流过大, 电感电流无法提供足够的能量给负载, 差值部分由电容提供, 导致输出电压  $V_O$  逐渐降低, 负载电流减小。当输出电压  $V_O$  降低到使一个周期内负载消耗的能量等于最大电流流经电感时电感存储的能量时, 转换器达到一个新的稳定状态。

在不同工艺角 (ff, tt, ss, fs, sf) 和温度 ( $-40^{\circ} \sim 120^{\circ}$ ) 下, 误差放大器均能正常工作。从仿真波形图可以得到: 在软启动阶段, 电感电流和输出电压  $V_O$  缓慢上升, 无浪涌电流和电压过冲现象出现, 并且能从启动阶段平稳过渡到正常稳定工作状态; 在轻载时, 该误差放大器能够完成模式切换功能, 并且输出电压纹波较小; 该误差放大器还能实现最大电流限制功能; 在 3.5V 的输入电压下, 该误差放大器工作在平衡状态下消耗的静态电流为 4.48 $\mu\text{A}$ 。与文献[9]相比, 该误差放大器在

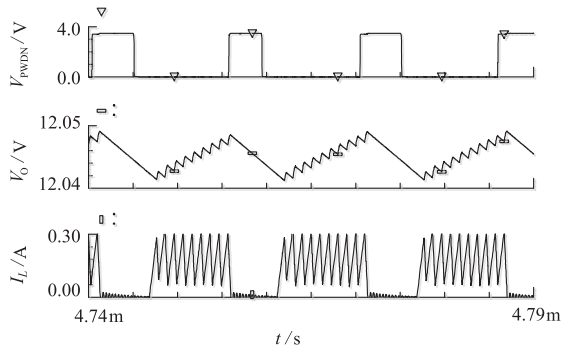


图4 轻载时模式切换仿真波形图

传统误差放大器的基础上仅增加一个简单的 OTA 和三个晶体管就实现了软启动、模式切换和最大电流限制功能,并且其消耗的静态电流只增加了  $0.82\mu\text{A}$  (即 OTA 消耗的静态电流),电路简单、功耗低。

## 5 结论

本文提出了一种新颖的多功能误差放大器,仿真结果表明:误差放大器能够实现软启动、最大电流限制、模式切换功能。该电路简单,功耗低,适用于峰值电流模型 DC-DC 开关电源应用。

### 参考文献

- [1] LEE C S, KO H H, KIM N S. Integrated current-mode DC-DC boost converter with high-performance control circuit [J]. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2014, 80(1): 105 - 112.
- [2] 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 Li-sen, WANG Li-zi. Study on nonlinear dynamics behavior in PWM switched capacitor DC-DC converter [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2008, 36(2): 266 - 270. (in Chinese)
- [3] WANG Ke-jun, PI Chang-ming, YAN Wei, LI Wen-hong. A novel high efficiency low ripple switched-capacitor DC/DC converter [J]. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2012, 71(1): 81 - 94.
- [4] 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 Dong-yuan, ZHEN Chun-fang, ZHANG Bo. Characteristic analysis of ZCS resonant switched capacitor DC-DC converters [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2005, 33(11): 1921 - 1924. (in Chinese)
- [5] LIU P J, HSU C Y, CHANG Y H. Techniques of dual-Path error amplifier and capacitor multiplier for on-chip compensation and soft-start function [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(3): 1403 - 1410.
- [6] WANG Hong-yi, MA Yan-zhao, CHENG Jun. Soft-start method with small capacitor charged by pulse current and gain-degeneration error amplifier for on-chip DC-DC power converters [J]. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration Systems*, 2013, 21(8): 447 - 453.
- [7] 李演明, 来新泉, 袁冰, 等. 一种 DC-DC 开关电源片上软启动电路 [J]. *半导体学报*, 2008, 29(6): 1210 - 1215.  
LI Yan-ming, LAI Xin-quan, YUAN Bing, et al. An on-chip soft-start circuit for DC-DC switching regulators [J]. *Journal of Semiconductors*, 2008, 29(6): 1210 - 1215. (in Chinese)
- [8] 吕婧, 吴晓波, 赵梦恋. 开关型 DC-DC 控制芯片片上软启动电路设计 [J]. *固体电子学研究与进展*, 2011, 31(2): 185 - 189.  
LÜ Jing, WU Xiao-bo, ZHAO Meng-lian. On-chip soft-start cell for switching DC-DC controller [J]. *Research & Progress of Solid State Electronics*, 2011, 31(2): 185 - 189. (in Chinese)
- [9] 袁冰, 来新泉, 李演明, 等. 便携应用 DC-DC 轻负载高效率的实现 [J]. *半导体学报*, 2008, 29(6): 1198 - 1203.  
YUAN Bing, LAI Xin-quan, LI Yan-ming, et al. High efficiency realization of a DC-DC converter at light loads for portable applications [J]. *Journal of Semiconductor*, 2008, 29(6): 1198 - 1203. (in Chinese)

### 作者简介



杨 晓 男, 1978 年 1 月出生, 湖南邵东人, 讲师, 硕士导师, 2001 年, 2004 年在西安科技大学分别获得工学学士和工学硕士学位, 2009 年在西安交通大学获得工学博士学位。现为华侨大学信息科学与工程学院讲师, 主要从事模拟/RF 集成电路设计等方面的研究工作。

E-mail: xiaoyanghqu@hqu.edu.cn



娄付军 男, 1989 年 4 月出生, 河南平顶山人, 2014 年毕业于华侨大学信息科学与工程学院并获工学学士学位, 现为华侨大学信息科学与工程学院硕士研究生, 从事高效率电源芯片设计方面的研究工作。