

# 自适应开启时间的 Buck 型 DC-DC 控制器设计实现

李演明<sup>1,2,†</sup> 来新泉<sup>1</sup> 袁冰<sup>1</sup> 贾新章<sup>2</sup> 张伟<sup>1</sup> 叶强<sup>1</sup>

(1 西安电子科技大学电路 CAD 研究所, 西安 710071)

(2 西安电子科技大学微电子研究所, 西安 710071)

**摘要:** 设计了一种基于自适应开启时间(adaptive on-time, AOT)控制的 Buck 型 DC-DC 控制器电路, 利用输入电压前馈和输出电压反馈技术来获得开启时间, 并提出了一种充电电流补偿和充电时间超前电路, 校正了开启时间的线性度. AOT 控制保证了转换器在无需内部振荡器的条件下, 工作于固定频率脉冲宽度调制模式, 并改善了输出电压的纹波特性. AOT 控制使系统在负载阶跃时能够连续开启最小关断时间的开关周期或连续关断, 从而快速调节电感电流, 极大地提高了系统的瞬态响应速度. 自动跳跃式脉冲频率调制模式, 有效地改善了轻负载下的转换效率. 芯片采用 UMC 0.6 $\mu$ m BCD 工艺投片验证, 并出了详细的测试结果.

**关键词:** buck DC-DC; 自适应开启时间; 快速瞬态响应; 高效率

**EEACC:** 1280; 2570D; 2570P

**中图分类号:** TN432

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0253-4177(2008)07-1396-07

## 1 引言

对于设计复杂的数字系统(例如微处理器、数字信号处理器、网络系统等)来说, 希望电源具有快速的负载瞬态响应能力, 尤其随着系统工作速度越来越快, 对电源的瞬态响应提出了更高的要求. 典型的电流模式(current mode, CM)控制 DC-DC 转换器<sup>[1,2]</sup>, 由于需要误差放大和补偿网络, 并且开关周期受振荡器控制, 从而限制了环路的瞬态响应速度; 而对于典型的电压模式(voltage mode, VM)控制 DC-DC 转换器<sup>[3]</sup>, 同样因为误差放大和复杂的补偿网络的存在, 限制了环路的瞬态响应速度. 而迟滞控制是一种没有误差放大, 只使用了比较器的拓扑结构, 输出电压被控制在迟滞视窗内, 这种控制方式不需要振荡器, 负载和线性瞬态变化的响应只依赖于传输延迟, 并不需要振荡器启动新周期, 所以稳压器的响应速度非常快. 而且迟滞控制模式也不需要进行环路补偿, 环路稳定性只依赖于输出电容, 但是它的最大缺点是开关频率不固定, 而且输出电压纹波往往也会有很大的变化<sup>[4]</sup>. 固定开启时间(constant on-time, COT)控制是迟滞控制的改进, 它除具备了迟滞控制的瞬态响应快、易于设计和应用的优点之外, 还可以在输入电压和输出电压固定的情况下, 保持开关频率不变, 其缺点是开关频率与占空比有关. 文献[5]利用输入电压前馈技术来控制开启时间, 消除了输入电压对开关频率的影响. 文献[6]在文献[5]的基础上引入了输出电压反馈技术来控制开启时间, 又消除了输出电压对开关频率的影响. 但实际上, 由于传输延迟时间的存在, 开关频率还是会随输入和输出电压产生一定的变化, 尤其在占空比变化大和开关频率较高的情况下.

本文基于输入电压前馈和输出电压反馈控制开启时间的技术, 设计了一种自适应开启时间(adaptive on-time, AOT)控制的 buck 型 DC-DC 控制器电路. 提出了一种充电电流补偿电路, 实现了输入电压与开启时间的线性化, 在此基础上引入了充电时间超前电路, 抵消了传输延迟对开关频率的影响, 从而保证了转换器的开关频率不随输入和输出电压以及负载的变化而变化, 与电感和输出电容无关, 保持恒定. 同时, 输出电压纹波随输入和输出电压的变化也得到了抑制. 输入电压是对主开关管导通期间内 SW 端的信号采样得到, 既减少了芯片引脚也简化了应用电路.

在效率方面, 对于固定频率开关电源来说, 大负载和中等负载条件下维持高效率没有问题, 但是在轻负载条件下却无法实现高效率, 因为与负载无关的开关损耗占据了整个损耗的主要部分<sup>[5]</sup>. 而对于电池供电的便携设备来说大部分时间工作于空闲或轻负载的情况, 轻负载条件下维持高效率就显得尤为重要. 为此常用的方法是在轻负载下采用 PFM(pulse frequency modulation)工作模式, 来降低开关频率以提高效率, 文献[2]采用的突跳型(burst)PFM 模式会带来输出纹波的增大, 而且 PFM 到 PWM(pulse width modulation)的过渡不自然, 控制较复杂. 本文的 AOT 控制结构在不连续导通模式(DCM)下, 自然过渡到自动跳跃式(auto-skip)PFM 工作模式, 开关频率随负载的减小连续降低, 有效改善了轻负载下的转换效率, PWM 和 PFM 工作模式之间的切换非常自然, 不会带来输出电压纹波的增加.

## 2 系统设计考虑

### 2.1 COT 控制

固定开启时间(COT)控制转换器的主开关管开启

† 通信作者. Email: ymli2004@126.com

2007-12-27 收到, 2008-02-02 定稿

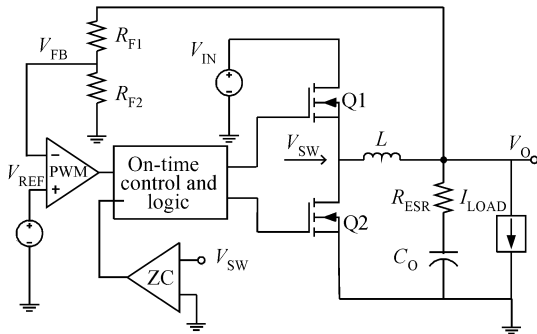


图1 采用 On-time 控制的 DC-DC 转换器结构 (On-time control and logic: 开启时间控制与逻辑)

Fig.1 Schematic of a buck DC-DC converter with on-time control

时间是固定的,环路通过调整关断时间来维持固定的占空比工作,图1给出了采用 On-time 控制的 DC-DC 转换器结构.当输出电压低于设定值时,PWM 比较器输出高信号,说明需要开启主开关管 Q1,增加电感电流.主开关管的开启时间  $T_{ON}$  由 On-time 控制产生,当 PWM 比较器输出高信号时,触发内部 On-time 计时电路,计时满则立即关断 Q1,同时打开同步管 Q2 给电感续流.当负载较大时,系统连续重复上述周期,处于连续导通模式 (CCM);当负载电流小于电感电流纹波值的一半时,电感电流达到零值,则零电流检测比较器 ZC 输出低信号,同时关断 Q1 和 Q2 (Q1 和 Q2 同时关断的时间称为空闲时间 (idle time),输出电容  $C_O$  提供负载电流,当输出电压再次低于设定值时重复上述开关周期,此时系统处于不连续导通模式 (DCM).图2给出了 CCM 和 DCM 情况下环路的关键点波形.

对于开启时间控制,环路是依靠输出电压纹波进行比较的,而实际上按照文献[8]中的等效,该环路可以等效为利用 ESR 作为采样电阻的电流模环路,其中 ESR 电阻的倒数就相当于电流环的跨导,电流环消除了 LC 滤波器双极点的影响,环路的传递函数简化为:  $H(s) = \frac{1}{sR_{ESR}C_O}$ , 0dB 穿越频率  $f_0 = \frac{1}{2\pi R_{ESR}C_O}$ , 它由输出电容的化学特性决定.环路等效的条件是  $f_0$  至少要小于开关频率的一半,一般要小于开关频率的  $1/3 \sim 1/4$ .例如对于 400kHz 的开关频率,  $f_0 < 100\text{kHz}$  是合理的,固体聚合物电容的频率特性在 100kHz 左右,它能满足稳定性要求,而陶瓷电容频率特性在 700kHz 左右,不满足稳定性要求.另一方面,因为环路没有进行误差放大,如果反馈端的电压纹波太小,比较点容易受到噪声的干扰产生 jitter 现象,一般来说需要反馈电压拥有大于 10mV 的纹波电压,如果输出电容的 ESR 太小,可以通过串联一个小的电阻办法来解决.

电感的纹波电流在输出产生的纹波电压表示为:

$$\begin{aligned} \Delta V_O &= \Delta I_L R_{ESR} + \frac{\Delta I_L T_{ON}}{2C} \\ &= \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) T_{ON}}{L} \left( R_{ESR} + \frac{T_{ON}}{2C_O} \right) \end{aligned} \quad (1)$$

其中  $\Delta I_L$  为电感电流的纹波分量;  $T_{ON}$  为开启时间.

实际上,为了满足上述稳定性的要求,对于所采用的输出电容(例如固体聚合物电容)来说,由 ESR 产生的纹波量起主要作用.为了简化分析,输出纹波电压近似为  $\frac{(V_{IN} - V_{OUT}) T_{ON}}{L} R_{ESR}$ , 在  $T_{ON}$  固定的情况下,输出电压的纹波与输入电压和输出电压的差值成正比,尤其在转换比较大时,忽略  $V_{OUT}$  的影响,就可以近似认为,输出电压纹波值与输入电压成正比.因此,在输入电压变化大的场合,输出电压的纹波将变化很大. COT 控制的另一个缺点是:开关频率会随占空比的变化而变化.占空比  $D$  和开关频率  $f_{sw}$  的关系可以表示为:

$$f_{sw} = \frac{D}{T_{ON}} \quad (2)$$

## 2.2 AOT 控制

COT 控制结构的开关频率和输出电压的纹波会随着输入输出电压的变化而变化,而本文采用的自适应开启时间 (adaptive on-time, AOT) 控制结构,可以消除这种变化.对于 buck 型 DC-DC 来说,有

$$T_{sw} = \frac{T_{ON}}{D} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} T_{ON} \quad (3)$$

其中  $D$  为占空比;  $T_{sw}$  为开关周期.如果假设  $T_{ON}$  与  $V_{IN}$  成反比,与  $V_{OUT}$  成正比,就可以保证  $T_{sw}$  不随  $V_{IN}$  与  $V_{OUT}$  变化,保持恒定.为此我们将  $T_{ON}$  设计为

$$T_{ON} = K_1 \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (4)$$

其中  $K_1$  为常数,则  $T_{sw} = K_1$ .此时,输出电压纹波可以表示为

$$\Delta V_O \approx K_1 \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} R_{ESR} \quad (5)$$

(5)式与(1)式相比,  $V_{IN}$  的变化对输出电压纹波的影响很大程度上被抵消了,尤其当占空比  $D$  较小的情况下,分子分母的  $V_{IN}$  近似抵消.虽然输入电压和输出电压变化对输出电压纹波的影响没有完全抵消,但是对于 buck 型 DC-DC 应用来说,宽输入电压条件下纹波特性得到了明显改善.

## 2.3 PWM 与 PFM

AOT 控制使得系统在 CCM 情况下保持固定的开关频率(如图2(a)所示),即系统工作于固定频率 PWM 模式,它不需要内部振荡器来触发新的开关周期,开关频率由  $T_{ON}$  时常数决定.另一方面,如果我们引入过零关断比较器 ZC,当负载电流小于电感电流峰峰值的一半,即电感电流过零时,ZC 比较器关断同步管,使系统进入 DCM 工作(如图2(b)所示),当输出电压低于设定值时,环路再次触发下一个  $T_{ON}$  周期.随着负载的进一步减小,两个开关周期的间隔时间也不断增大,相当于开关频率不断减小,此时,我们称系统工作于自动跳跃式 (auto-skip) PFM 模式.我们假设开关管、电感和电容都是理想的,在电压转换过程中不会造成能量损失,电感上存储的能量全部输出给了负载,在 PFM 情况下,一个  $T_{ON}$  周期内电感上存储的能量等于电感电流波形下

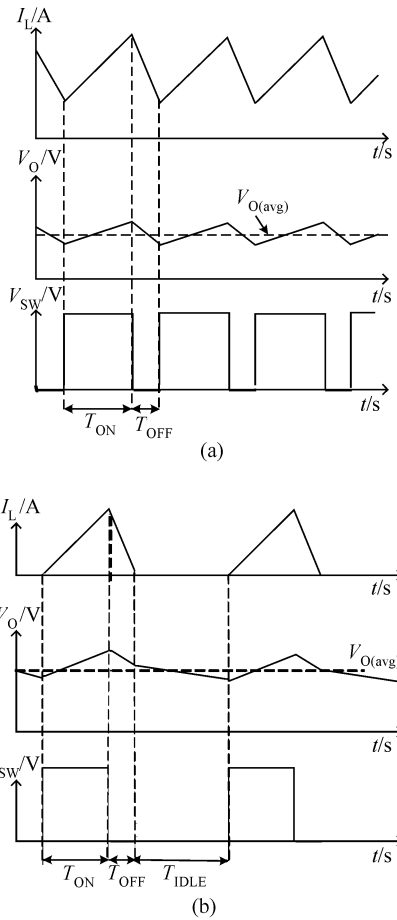


图 2 CCM 与 DCM 工作波形 (a) CCM; (b) DCM  
Fig. 2 Operation waveforms in CCM (a) and DCM (b)

$$Q_L = K_1^2 \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) V_{OUT}}{2LV_{IN}}$$

$$= K_1^2 \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{2L} D \quad (7)$$

假设负载电流为  $I_{LOAD}$ ,则在 PFM 模式下开关周期随负载的关系可以表示为

$$T_{SW} = K_1^2 \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{2LI_{LOAD}} D \quad (8)$$

从(8)式我们可以看出,PFM 模式下的开关周期与负载电流成反比,这样就可以有效减小轻负载下的开关损耗,提高轻负载下的转换效率.而且这种 PFM 工作模式每个  $T_{ON}$ 周期都是单个出现,频率随负载均匀变化,过渡连续,它不会带来输出纹波的增加.

PWM 和 PFM 工作模式相结合有效改善了系统的转换效率,实际测试表明,系统在 4 个数量级的负载范围内都达到了较高的效率.当然,对于那些对开关频率有苛刻要求的场合,我们可以损失轻负载下的效率,通过关闭过零比较的功能,就可以保证系统一直工作于固定频率 PWM 模式.

### 2.4 控制器设计

图 3 给出了本文设计的自适应开启时间的 buck 型控制器系统框图.其中比较器 COMP1 检测输出电压,它决定主开关管 Q1 的开启,COMP2 是电感电流过零比较器,当电感电流过零时它的输出信号将关断同步管 Q2,系统就会进入 PFM 工作模式.用 DH 信号来代替 Q2 的栅极信号,保证 ZC 比较器的输出信号只有在 Q2 开启的情况下才有效,因为 DH 到 Q2 的栅极有一个延迟时间,所以增加了延迟单元“Delay”.

方的面积,用公式表示如下:

$$Q_L = \frac{T_{ON}^2 (V_{IN} - V_{OUT}) V_{IN}}{2V_{OUT}L} \quad (6)$$

又有,  $T_{ON} = K_1 \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$ ,所以

“Minimum off timer”的作用是在每个  $T_{ON}$ 时间之后,让 Q1 关断一个最小的关断时间,这主要是为了避免 COMP1 比较器在主开关管关断时刻受到开关噪声的干扰,产生连续开启主开关管的误动作,本文设计的

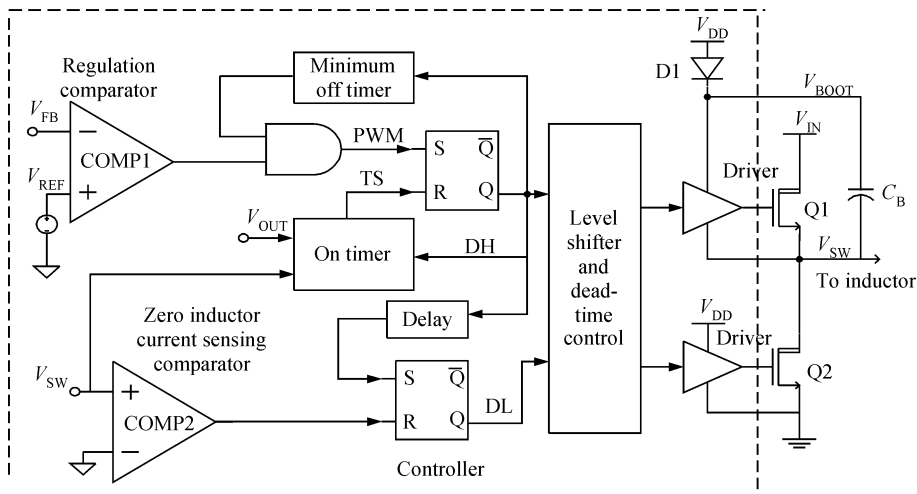


图 3 自适应开启时间的 buck 型控制器功能框图(Regulation comparator:调整比较器;Minimum off timer:最小关断时间计时器;On timer:开启时间计时器;Delay:延迟;Zero inductor current sensing comparator:零电感电流检测比较器;Controller:控制器;Level shifter and dead-time control:电平移位器和死区时间控制;Driver:驱动器;To inductor:至电感)

Fig. 3 Functional block diagram of the buck DC-DC controller with adaptive on-time control

最小关断时间是 400ns. 在负载瞬态发生时,  $V_{OUT}$  低于设定值, 则 COMP1 输出一直为高, 要求主开关管 Q1 连续开启, 此时系统就会连续工作于开启一个  $T_{ON}$  时间和关断一个最小关断时间的开关周期, 电感电流就会迅速响应负载的变化, 输出电压很快达到设定值, 转换器恢复到正常的工作状态.

在对主开关管 Q1 驱动电路的设计上, 我们采用了 bootstrap 结构, 它由 D1 和  $C_B$  组成, 当 Q1 关断时,  $V_{BOOT}$  电压等于  $V_{DD} - V_{D1}$ , 当 Q1 导通时,  $V_{BOOT}$  电压等于  $V_{SW} + (V_{DD} - V_{D1})$  (近似等于  $V_{IN} + (V_{DD} - V_{D1})$ ), 而  $V_{SW}$  又作为驱动电路的地, 因此 Q1 的驱动电路始终被偏置在  $V_{DD} - V_{D1}$  的低电压上. Bootstrap 驱动结构带来的好处是: (1) 主开关管是 nMOS, 驱动能力和导通电阻更小; (2) 不需要额外的高压驱动电源输入; (3) 驱动电路被偏置在低压下, 不需要高压器件, 节省了芯片面积. 但是为了给 Q1 的驱动电路提供合适的电平逻辑, 需要增加电平移位电路 (level shifter), 同时, 两个开关管的驱动信号之间需要考虑死区时间的保护, 避免同时导通的情况.

### 3 集成电路设计

#### 3.1 自适应开启时间 (AOT) 产生电路

根据(3)式我们得到结论: 只要  $T_{ON}$  满足与  $V_{OUT}$  成正比、与  $V_{IN}$  成反比的关系就可以保证开关频率固定. 在设计中, 我们通过对主开关管开启时的 SW 端信号的采样来代替对  $V_{IN}$  的直接采样, 因为开关管的导通阻抗很小, 它产生的压降可以忽略, 这样减少了 IC 引脚数并简化了外围应用电路的设计.

图 4(a) 利用 RC 充电计时产生  $T_{ON}$ . 该电路的缺点是: 电容  $C_1$  上的电压与  $V_{SW}$  输入电压不是线性变化的关系. 图 4(b) 是对图 4(a) 的校正, 利用 OP 构成反馈电路产生与  $V_C$  成正比的电流给  $C_1$  充电. 推导如下:  $I_1 = \frac{V_{SW} - V_C}{R_1}$ ,  $I_2 = \frac{V_C}{R_2}$ , 取  $R_1 = R_2$ , 所以有

$$I_3 = I_1 + I_2 = \frac{V_{SW}}{R_1} \quad (9)$$

因此, 我们得到与  $V_{SW}$ , 即与  $V_{IN}$  成正比的电流  $I_3$ , 它给电容  $C_1$  充电, 当到达  $V_{OUT}$  时比较器 COMP3 翻转, 充电结束, 充电时间计为  $T'_{ON}$ , 表示为

$$T'_{ON} = \frac{C_1 V_{OUT}}{I_3} = R_1 C_1 \frac{V_{OUT}}{V_{SW}} = T_{SW} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (10)$$

其中  $T_{SW} = R_1 C_1$ , 即为开关周期. (10) 式表明, 通过增加充电电流补偿电路, 我们实现了  $T'_{ON}$  时间与  $V_{OUT}$  成正比、与  $V_{IN}$  成反比的关系.

实际上, 考虑到比较器延迟时间  $T_{D1}$ , SW 端电压采样延迟  $T_{D2}$ , 以及驱动信号传输延迟  $T_{D3}$  的影响, 使得 (10) 式的关系修正为

$$\begin{aligned} T_{ON} &= T'_{ON} + T_{D1} + T_{D2} + T_{D3} \\ &= T'_{ON} + T_D \end{aligned} \quad (11)$$

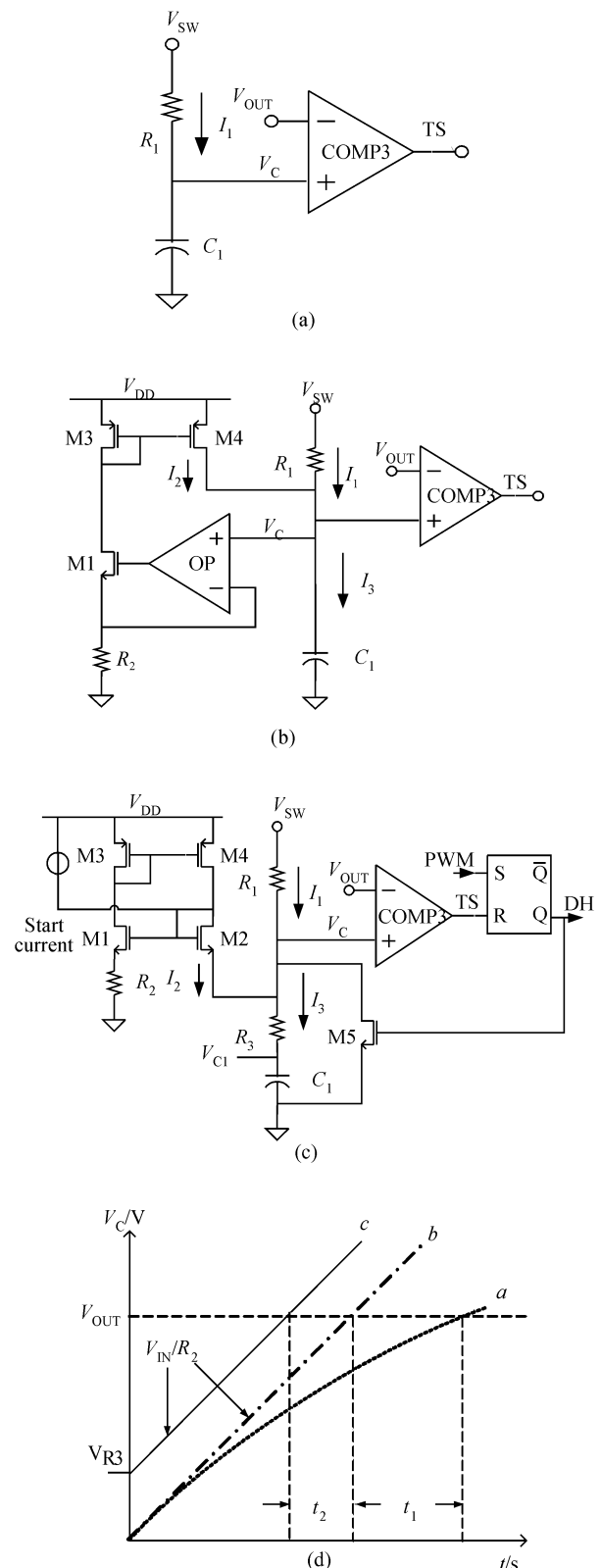


图 4 On-time 产生电路 (a) 非线性 On-time 产生电路; (b) 线性化 On-time 产生电路; (c) 具有时间超前的线性化 On-time 产生电路 (Start current: 启动电流); (d) 三种 On-time 产生电路的不同充电曲线  
 Fig.4 Circuits to produce the on-time (a) Nonlinear circuit to produce the on-time; (b) Linear circuit to produce the on-time; (c) Linear circuit to produce the on-time with the time ahead circuit; (d) Charging curves for the three circuits

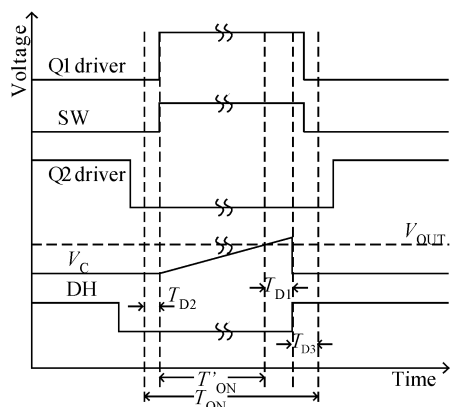


图 5 延迟时间示意图

Fig.5 Flow chart of delay times

其中  $T_D$  为总的延迟时间,它对开关频率的影响随  $T_{ON}$  时间的减小(即占空比的减小)而加剧.图 5 给出了延迟时间示意图,为了便于分析,我们假设开关管的驱动信号的上升沿和下降沿是理想的, $T_{ON}$  时间从驱动信号两个死区时间的中间开始计算.当  $V_C$  电压充电到等于  $V_{OUT}$  时,比较器翻转,翻转的延迟时间  $T_{D1}$  大约 40ns 左右.在同步管关断,主开关管要打开的死区时间内,SW 端电压近似等于零, $T_{ON}$  计时电容并没有开始充电,直到主开关管完全开启,这里产生的输入电压采样延迟为  $T_{D2}$ ,约 15ns. DH 信号翻转到主开关管的驱动信号变低的延迟时间  $T_{D3}$  包括了逻辑传输延迟时间、电平移位(level-shift)延迟,驱动信号变低时间,约 15ns.比较器的偏置电流大小,驱动电路电流能力和死区时间对  $T_D$  都会产生影响,实际中我们需要根据具体的电路设计  $T_{ON}$  的超前量.图 6 给出了开关频率设定为 400kHz,  $T_D$  等于 70ns 时,开关频率随  $V_{IN}$  的变化关系.从图 6 我们可以看出在输出电压等于 2.5V 时,输入电压从 3V 变化到 25V,开关频率变化了 70kHz,而 1.5V 输出电压的情况下,则变化了 100kHz.如果  $T_D$  时间更大,开关频率随  $V_{IN}$  的变化也将更大.

为了消除延迟时间对  $T_{ON}$  的影响,我们需要引入一个时间的超前量来抵消延迟时间,经过理论推导我们提出了一种巧妙的方法,它只需在图 4(b)的基础上增加一个电阻,如图 4(c)所示,其中  $R_3$  起到时间超前的作

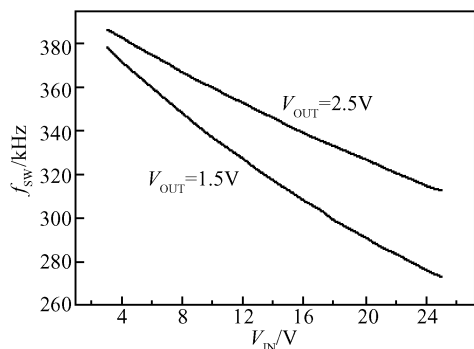


图 6 输入电压对开关频率的影响

Fig.6 Switching frequency under different input voltages

用, M1~M4 构成一个简单的 OP 反馈电路,类似于绝对温度成正比(PTAT)的基准电流产生电路,考虑到 OP 环路的建立,需要启动电路,为此我们引入了一个很小的启动偏置电流“Start current”,该电流小于 100nA,对补偿电流的影响很小,可以忽略.

下面给出理论推导

$$\begin{aligned} V_C &= V_{C1} + V_{R3} \\ &= \frac{T'_{ON} I_3}{C_1} + I_3 R_3 \\ &= T'_{ON} \frac{V_{IN}}{R_1 C_1} + \frac{V_{IN}}{R_1} R_3 \end{aligned} \quad (12)$$

让上式等于  $V_{OUT}$  所产生的  $T'_{ON}$  时间为

$$T'_{ON} = R_1 C_1 \frac{V_{OUT}}{V_{SW}} - R_2 C_1 \quad (13)$$

结合(11)式,我们得到

$$T_{ON} = R_1 C_1 \frac{V_{OUT}}{V_{SW}} - R_2 C_1 + T_D \quad (14)$$

选择适当的参数让  $R_2 C_1 = T_D$ , 就会有,  $T_{ON} = R_1 C_1 \times \frac{V_{OUT}}{V_{SW}} = T_{SW} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$ .

图 4(d) 给出了三种 On-time 产生电路的充电曲线,其中  $a, b, c$  分别是图 4(a), (b), (c) 的充电曲线.  $a$  和  $b$  对比可以看出:  $a$  是非线性的,而  $b$  是线性的,同样的条件下,  $a$  较  $b$  会有  $t_1$  的时间滞后;  $b$  和  $c$  相比可以看出:电阻  $R_3$  上的压降  $V_{R3}$  产生了一个时间超前量  $t_2$ , 其中  $t_2 = R_2 C_1$ .

综合上面的分析,通过增加充电电流补偿电路和充电时间超前电阻,我们得到了与  $V_{IN}$  成反比、与  $V_{OUT}$  成正比的  $T_{ON}$  时间,这样就可以保证系统在 CCM 模式下始终工作于固定的开关频率下,它不随  $V_{IN}$ ,  $V_{OUT}$  及负载的变化而变化,与电感和输出电容无关.

### 3.2 其他模块电路设计

图 3 所示的 AOT 控制 buck 型 DC-DC 控制器中的比较器 COMP1, COMP2, COMP3 采用典型的差分比较结构设计,另外采用了典型的带隙基准电路和绝对温度成正比(PTAT)偏置电流产生电路.此外,控制器还集成了软启动、Power-Good、输出过压、输出欠压等保护控制电路.这些电路都采用了典型的电路结构,不是本文叙述的重点,因此在此略去对它们的详细论述.

## 4 实验结果与讨论

本文设计的自适应开启时间 buck 型 DC-DC 控制器采用 UMC 0.6 $\mu$ m BCD 工艺投片验证,图 7 给出了该 IC 的版图照片,整个芯片的面积为 1.4mm  $\times$  1.3mm,其中除图 3 中给出的功能模块之外,还包括了基准和偏置电路,软启动电路,以及 Power-Good、过压、欠压等保护和逻辑控制电路,白线框标注了各个模块在版图上的大致位置.

图 8 给出了系统在 PWM 和 PFM 工作模式下环路关键点的测试波形.当负载比较大时,转换器处于

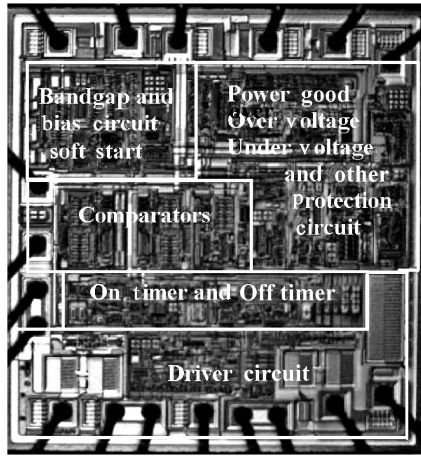


图 7 自适应开启时间 buck 型 DC-DC 控制器芯片显微照片  
Fig.7 Micrograph of the proposed DC-DC controller

CCM, 工作于 400kHz 固定频率 PWM 模式; 当负载比较小时, 转换器处于 DCM, 工作于自动跳跃式 PFM 模式, 开关频率随负载的减小而降低. 两种模式下的输出电压纹波等于 15mV 左右.

图 9 给出了负载瞬态响应的测试波形, 负载由小到大阶跃时, 转换器工作于最小关断时间的开关周期, 电感电流快速上升, 负载由大到小阶跃时, 转换器连续关

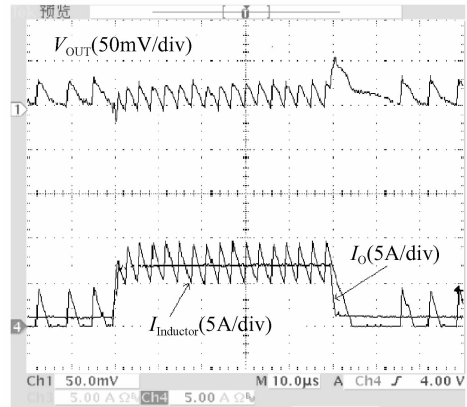


图 9 负载瞬态响应 ( $V_{OUT} = 2.5V$ )  
Fig.9 Load transient response

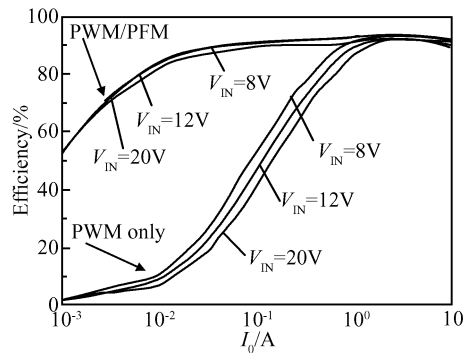
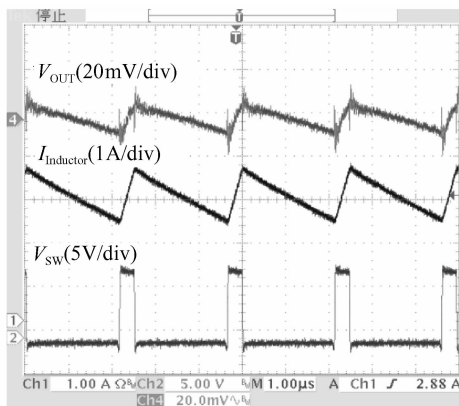


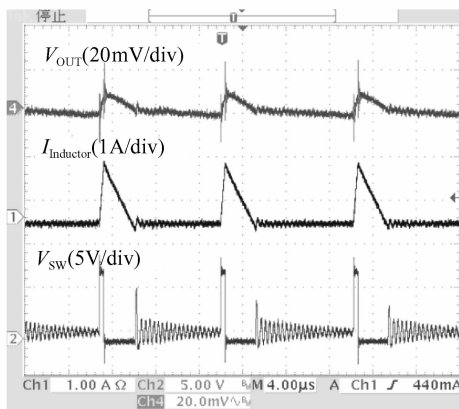
图 10 系统在不同输入电压下的效率曲线  
Fig.10 Measured efficiency performance of the converter

断, 电感电流持续下降. 转换器在 7A 负载跳变的情况下, 响应时间小于  $2\mu s$ , 输出电压下冲和过冲量很小. 图 10 给出了转换器在输出电压等于 2.5V, 输入电压分别等于 8, 12 和 20V 情况下的效率曲线, 从曲线中我们可以看出: PWM 模式在负载等于 2A 时出现了拐点, 说明电感电流已经达零值, 负载进一步减小, 效率迅速下降; 而 PWM 和 PFM 相结合的控制模式, 在负载电流小于 2A 时, 转换器进入自动跳跃式 PFM 模式, 从而维持了较高的效率.

图 11 给出了系统在输出电压等于 2.5V 时, PWM 模式下, 开关频率随  $V_{IN}$  的变化关系, 输入电压从 5V



(a)



(b)

图 8 系统工作时的关键点波形 ( $V_{OUT} = 1.05V$ ) (a)PWM; (b)PFM  
Fig.8 Measured key waveforms of the converter (a)PWM; (b)PFM

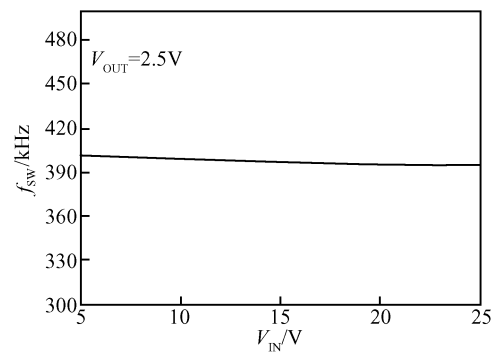


图 11 系统开关频率随  $V_{IN}$  的变化曲线  
Fig.11 Measured switching frequency under different input voltages

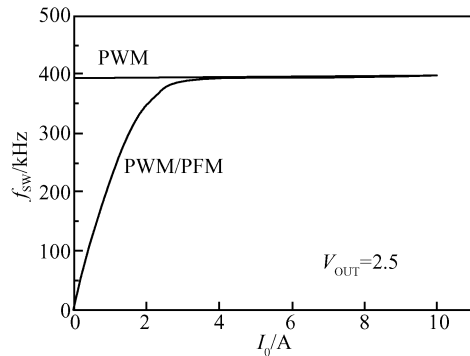


图 12 系统开关频率随负载电流的变化曲线

Fig. 12 Measured switching frequency under different load currents

变化到 25V, 开关频率只变化了不到 10kHz. 图 12 给出了系统的开关频率随负载电流的变化曲线, 开关频率的拐点出现在 2A 左右的负载上, 说明系统在 2A 时进入了 PFM 工作模式, 如果屏蔽 PFM 工作模式, 系统工作在 400kHz 的固定开关频率下, 随负载的变化非常小.

表 1 给出了整体芯片应用条件和特性指标的总结.

## 5 结论

本文提出了一种自适应开启时间控制的 buck 型控制器电路, 通过输入电压前馈和输出电压反馈技术来产生开启时间  $T_{ON}$ , 并采用一种充电电流补偿和充电时间超前电路来保证  $T_{ON}$  与  $V_{OUT}$  成正比、与  $V_{IN}$  成反比的精确关系, 实现了 400kHz 固定开关频率的 PWM 控制, 并抑制了输出电压纹波随  $V_{IN}$  的变化. 开启时间控制使系统能够在负载由小到大阶跃时连续工作于最小关断时间的周期, 在负载由大到小阶跃时, 连续关闭主开关管, 从而快速调节电感电流, 最大负载阶跃的响应时间小于  $2\mu s$ . 轻负载下自然过渡到自动跳跃式 PFM 模式, 大幅提升了轻负载下的转换效率. 该控制器采用 UMC

表 1 整体芯片特性指标总结

Table 1 Performance summary of proposed converter

工艺	UMC 0.6 $\mu$ m BCD
芯片面积	1.4mm $\times$ 1.3mm
输入电压范围	3V~25V
输出电压范围	0.75V~5V
电感	2.2 $\mu$ H
输出电容	300 $\mu$ F 固体聚合物电容
主开关管	IR.IRF7821
同步管	IR.IRF8113
开关频率(PWM)	400kHz
静态电流	250 $\mu$ A
效率(PWM 结合 PFM)	50%~80% @1~10mA; 80%~93% @0.01~1A; 94%~90% @1~10A ( $V_{IN}$ = 8V, $V_{OUT}$ = 2.5V)
瞬态响应时间	<2 $\mu$ s @7A 负载跳变
线性调整率	0.06%/V @5A 负载电流
负载调整率	0.07%/A @负载电流 100mA 到 10A 变化

0.6 $\mu$ m BCD 工艺投片验证, 文章给出了详细的测试结果.

## 参考文献

- [1] Ma Fengfei, Chen Weizen, Wu Jinchuan. A monolithic current-mode buck converter with advanced control and protection circuits. *IEEE Trans Power Electron.*, 2007, 22(5): 1836
- [2] Linear Tech. Corp. LTC3406-1.5MHz, 600mA Synchronous Step-Down Regulator in ThinSOT. [Online] Available: <http://www.linear.com/pc/downloadDocument.do?id=2751>
- [3] <http://www.intersil.com/data/fn/FN9168.pdf>
- [4] <http://focus.ti.com/lit/an/slyt186/slyt186.pdf>
- [5] <http://cache.national.com/ds/LM/LM5007.pdf>
- [6] <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tps51124.pdf>
- [7] Arbetter B, Erickson R, Maksimovic D. DC-DC converters for battery-operated system. *Proceeding of IEEE Power Electronic Specialist Conference*, 1995: 103
- [8] <http://focus.ti.com/lit/an/slva281b/slva281b.pdf>

## Design and Implementation of a Buck DC-DC Controller with Adaptive On-Time Control

Li Yanming<sup>1,2,†</sup>, Lai Xinquan<sup>1</sup>, Yuan Bing<sup>1</sup>, Jia Xinzhang<sup>2</sup>, Zhang Wei<sup>1</sup>, and Ye Qiang<sup>1</sup>

(<sup>1</sup> Institute of Electronic CAD, Xidian University, Xi'an 710071, China)

(<sup>2</sup> Microelectronics Institute, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** A buck DC-DC controller based on adaptive on-time (AOT) control is presented in this paper. The adaptive on-time is achieved by input voltage feedforward and output voltage feedback, and the linearity of the on-time is corrected by the novel charging current compensation and charging time ahead circuits. The designed controller can operate at fixed frequency without an internal oscillator, which has better output voltage ripple. Simultaneously, the AOT controller will operate at the minimum off-time cycle or continuous shutoff when load steps, which greatly enhances the transient response speed of the system. In addition, the auto-skip PFM (pulse frequency modulation) mode boosts conversion efficiency during light load operation. The controller has been successfully fabricated with a UMC 0.6 $\mu$ m BCD process, and the detailed experimental results are shown at the end of the article.

**Key words:** buck DC-DC; adaptive on-time; fast transient response; high efficiency

**EEACC:** 1280; 2570D; 2570P

**Article ID:** 0253-4177(2008)07-1396-07

† Corresponding author. Email: ymli2004@126.com

Received 27 December 2007, revised manuscript received 2 February 2008