

开关 DC-DC 变换器的自适应占空比跨周期控制方法

李航标* 张波 罗萍 甄少伟 廖鹏飞 李肇基
(电子科技大学电子薄膜与集成器件国家重点实验室 成都 610054)

摘要: 针对脉冲跨周期调制(PSM)开关 DC-DC 变换器输出电压纹波较大的问题, 该文提出一种新型的自适应占空比跨周期(ADPS)控制方法。在 ADPS 控制的变换器中, 轻载下, 每个周期变换器控制脉冲的占空比与该周期开始时输出电压与参考电压误差的平方根近似成正比; 负载越轻, 变换器的输出电压纹波越小。研究表明, ADPS 控制的 DC-DC 变换器不仅具有比 PSM 控制的变换器更低的输出电压纹波, 同时具有优异的鲁棒性和瞬态响应能力。

关键词: DC-DC 变换器; 集成电路; 控制技术; 自适应占空比跨周期; 电流断续模式; 输出电压纹波

中图分类号: TN624

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)09-2265-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.01693

Pulse Skip with Adaptive Duty Ratio Control Technique for Switching DC-DC Converters

Li Hang-biao Zhang Bo Luo Ping Zhen Shao-wei Liao Peng-fei Li Zhao-ji
(State Key Laboratory of Electronic Thin Films and Integrated Devices, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: Considering the issue of the large output voltage ripple of Pulse Skip Modulation (PSM) controlled switching DC-DC converter, a novel control technique named Pulse Skip with Adaptive Duty ratio (ADPS) is proposed in this paper. In ADPS converter with light load, the duty ratio of control pulse of each switching cycle is approximately proportional to the square root of the voltage error between the reference voltage and the output voltage at the beginning of the switching cycle. Also, the lighter the load is, the smaller the ripple is. The experimental results show that ADPS converter not only has lower output voltage ripple than PSM converter, but also has excellent control robustness and transient performance.

Key words: DC-DC converter; Integrated circuit; Control technique; Pulse Skip with Adaptive Duty ratio (ADPS); Discontinuous conduction mode; Output voltage ripple

1 引言

开关 DC-DC 变换器广泛采用脉冲宽度调制(PWM)技术实现闭环控制^[1]。近年来, 移动电子设备的使用越来越普及, 这些设备经常工作在轻负载或待机状态。在 PWM 控制的开关变换器中, 功率管在每个周期都要开启和关断。由于功率管开关损耗的存在, 轻载下 PWM 控制变换器的效率比较低^[2-4]。为提高功率变换效率, 脉冲频率调制(PFM)技术被应用于 DC-DC 变换器^[5,6]。在负载较轻时, PFM 通过降低功率管的开关频率以降低开关损耗, 从而提高功率变换效率。但是, PFM 控制中输入滤

波器的设计较为困难^[7,8]。2002 年, 开关 DC-DC 变换器的脉冲跨周期调制(PSM)技术被提出^[7-9]。在 PSM 控制的 DC-DC 变换器中, 一个频率和占空比恒定的时钟信号被用于控制, 输入滤波器的设计比 PFM 技术更为简单; 负载较轻时, 功率管可以连续若干周期不打开(即跨周期), 能有效降低功率管的开关损耗, 提高功率变换效率。PSM 控制不需要放大器和环路补偿, 电路简单, 易于实现, 同时具有优异的瞬态响应特性。因此, PSM 技术得到了学术界的广泛关注^[10-14], 并被应用于商用电源管理芯片, 如 TPS61175, Si9169。为了满足最大输出功率需求, PSM 中控制时钟的占空比要足够大。然而, 占空比越大, 轻负载下输出电压纹波越大。

脉冲序列(PT)控制技术通过调节高、低能量脉冲的组合实现对变换器的控制^[15-17]。当高、低能量脉冲的占空比相差较小时, 可以在任意特定的功率

2013-10-31 收到, 2014-02-04 改回

国家自然科学基金(61274027)和高等学校博士学科点专项科研基金(20120185110005)资助课题

*通信作者: 李航标 lyj67016@163.com

范围实现较小的输出电压纹波。多脉冲序列(MPT)控制技术使用误差电压和多个比较器来判断输出电压的范围,从而选择不同的能量脉冲组合进行控制,可以实现比PT控制更小的输出电压纹波^[18,19]。但是,PT和MPT控制本身不产生跨周期,仍需借助PSM技术扩展其负载范围。另外,双频率脉冲序列(BF-PTM)控制技术能够有效降低PT控制变换器的电磁干扰噪声^[20]。

双脉冲跨周期调制(DPSM)技术可以减小PSM控制变换器的输出电压纹波,同时将PT控制变换器的负载范围扩展到更轻负载^[21]。在DPSM控制的变换器中,用误差电压 e_{ref} 和0将每个周期开始时输出电压 v_{out} 与参考电压 V_{ref} 之差 $v_e = V_{ref} - v_{out}$ 分成了3个区间。当 $v_e > e_{ref}$ 时,用占空比为 D_{max} 的脉冲控制功率管;当 $0 < v_e \leq e_{ref}$ 时,用占空比为 D_{A1} 的脉冲控制功率管,且 $0 < D_{A1} < D_{max}$;当 $v_e \leq 0$ 时,产生跨周期。但 D_{A1} 和 e_{ref} 选取不同值对输出电压纹波影响较大,且文献^[21]中并未给出 D_{A1} 和 e_{ref} 的选取原则。同时,在DPSM控制中,负载较轻时,功率管控制脉冲的占空比在 D_{A1} 和0之间跳变,这与基准电压为 V_{ref} ,非零占空比为 D_{A1} 的PSM控制类似。PSM控制下纹波较大的问题在DPSM中有所改善,但仍需要进一步解决。PSM控制的变换器中,如果有更多占空比介于 D_{max} 和零之间的脉冲可以用于控制,并且可以根据每个周期 v_e 的不同选择不同占空比的脉冲,则可以实现更小的输出电压纹波。

本文提出DC-DC变换器的自适应占空比跨周期(ADPS)控制方法。在一个开关周期开始时,如果变换器输出电压不小于参考电压,控制器产生跨周期;如果变换器输出电压小于参考电压,控制器根据电压误差 v_e 的大小选择不同占空比的脉冲控制变换器:电压误差 v_e 越大,控制脉冲的占空比越大;反之,控制脉冲的占空比越小。本文讨论ADPS控制的工作原理,分析工作于电感电流断续模式(DCM)的ADPS控制Buck变换器的稳态特性、稳定性和瞬态特性。最后通过仿真和实验验证了ADPS控制方法的可行性和理论分析的正确性。

2 ADPS控制方法的工作原理及特性分析

2.1 ADPS控制DC-DC变换器工作原理

下面以工作在DCM的Buck变换器为例说明开关DC-DC变换器ADPS控制方法的工作原理。在ADPS控制中,根据变换器的最大输出功率需求确定最大占空比 D_{max} 。每个开关周期,根据输出电压与参考电压的比较结果,控制器会自适应地产生不同占空比的脉冲控制功率变换器;同时,不同占空比的控制脉冲周期相同。

ADPS控制Buck变换器结构框图如图1所示。ADPS控制器由电压比较器和ADPS脉冲产生电路构成。ADPS脉冲产生电路由跨周期(Pulse Skip, PS)控制电路和自适应占空比(Adaptive Duty ratio, AD)产生电路构成。电压比较器将变换器的输出电压 v_{out} 与参考电压 V_{ref} 进行比较, v_e 是比较器的输出信号。当 $v_{out} < V_{ref}$ 时, v_e 为高电平;当 $v_{out} \geq V_{ref}$ 时, v_e 为低电平。 v_e 作为ADPS脉冲产生电路的输入。 clk 是ADPS产生电路的输入控制时钟,周期为 T ,占空比为 D_{max} 。ADPS脉冲产生电路输出信号 v_g 实现对变换器的控制。一个开关周期开始时,如果 v_e 为高电平,功率管 M_p 开启,输出电压逐渐升高;随着输出电压的升高,一旦 v_e 由高电平变为低电平, M_p 立即关断,在该周期剩余时间内 M_p 保持关断状态,功率管导通一个由输出电压与参考电压的误差决定的占空比。在该开关周期内,随着输出电压的升高,如果 v_e 一直为高电平,则功率管导通一个最大的占空比 D_{max} 。一个开关周期开始时,如果 v_e 为低电平,功率管 M_p 在该周期不导通,产生跨周期。ADPS控制可以根据每个开关周期开始时输出电压与参考电压的比较结果自适应地产生不同占空比的脉冲信号控制功率变换器。图2给出了ADPS控制的工作于DCM的Buck变换器工作波形。当功率管控制信号 v_g 的占空比 D_i 发生变化时,电感电流 i_L 的峰值也相应发生变化。

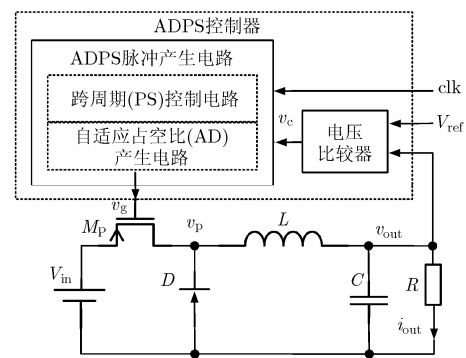


图1 ADPS控制Buck变换器结构框图

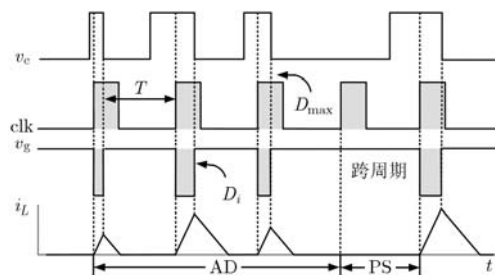


图2 ADPS控制Buck变换器的工作波形

2.2 ADPS 控制 DC-DC 变换器稳态特性分析

下面推导稳态下单个开关周期占空比 D_i 和输出电压纹波 Δv_{out} 的表达式。ADPS 控制 Buck 变换器输出电压 v_{out} 和电感电流 i_L 工作波形如图 3 所示。假定某开关周期内, 不出现跨周期或最大占空比 D_{max} , 此时功率管控制信号的占空比用 D'_i 表示。 v_e 表示该周期开始时变换器参考电压与输出电压之间的误差, 有 $v_e = V_{ref} - v_{out}$ 。假定在该周期开始时变换器的输出电压为 v_{c1} , 有

$$v_e = V_{ref} - v_{c1} = \Delta v_2 - \Delta v_1 = (Q_2 - Q_1)/C \quad (1)$$

其中, C 是 Buck 变换器的输出滤波电容。可得

$$v_e = D'_i T (D'_i TR(V_{in} - U_{out}) - 2LU_{out}) / (2LRC) \quad (2)$$

其中, R 和 L 分别是变换器的负载电阻和滤波电感, U_{out} 是变换器的稳态输出电压。从而有

$$D'_i = \frac{\frac{LU_{out}}{R} + \sqrt{2LC(V_{in} - U_{out})v_e + \frac{L^2U_{out}^2}{R^2}}}{T(V_{in} - U_{out})} \quad (3)$$

在轻载下, 当 $2LC(V_{in} - U_{out})v_e > 100L^2U_{out}^2/R^2$ 时, 有

$$D'_i \approx \frac{\sqrt{2LC(V_{in} - U_{out})v_e}}{T(V_{in} - U_{out})} \quad (4)$$

从以上分析可知, 对于 ADPS 控制的工作于 DCM 的 Buck 变换器, 当不出现跨周期或最大占空比时, v_e 越大, D'_i 越大。当外界干扰引起输出电压出现较大跌落时, 较大占空比的控制脉冲可以提高变换器的瞬态响应速度。 v_e 越小, D'_i 越小。占空比 D'_i 受负载电阻 R 的控制, 负载较轻时可以产生更小的 D'_i 。

由于外界干扰, v_{out} 可能会出现较大跌落, 从而出现较大的 v_e , 由式(3)得到的占空比可能会大于 D_{max} , 这种情况下控制器会自动使用 D_{max} 进行控制。当 $v_e \rightarrow 0^+$ 时, 可得 ADPS 控制中非零占空比的最小值为

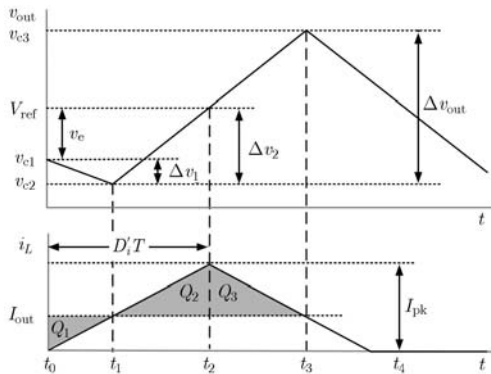


图3 ADPS 控制 Buck 变换器输出电压与电感电流工作波形

$$D'_{imin} = 2LU_{out} / (RT(V_{in} - U_{out})) \quad (5)$$

同时, 由 Buck 变换器工作在 DCM 的条件 $I_{out} < I_{pk} / 2$ 可知, $D_i > D'_{imin}$ 时变换器工作在 DCM^[1]。所以, ADPS 控制中, 能使变换器工作在 DCM 的所有占空比均可用于控制。只需在设计阶段根据最大输出功率需求确定 D_{max} , ADPS 控制器将根据每个周期 v_e 的不同自适应地产生不同大小的占空比进行控制, 占空比为

$$D_i = \begin{cases} D'_i, & v_{out} < V_{ref} \\ 0, & v_{out} \geq V_{ref} \end{cases}, D'_i \in [D'_{imin}, D_{max}] \quad (6)$$

图 3 中, t_1 时刻输出电压 v_{c2} 最低, t_3 时刻输出电压 v_{c3} 最高。在 $t_1 \sim t_3$ 阶段, 电感电流对输出滤波电容所充电量为

$$Q_C = Q_2 + Q_3 = (I_{pk} - I_{out})(t_3 - t_1)/2 \quad (7)$$

其中, $I_{pk} = D_i T (V_{in} - U_{out}) / L$, $I_{out} = U_{out} / R$, $t_3 = (V_{in} D_i TR - LU_{out}) / (RU_{out})$, $t_1 = LI_{out} / (V_{in} - U_{out})$ 。该周期输出电压纹波为

$$\Delta v_{out} = (Q_2 + Q_3) / C = m(nD_i - b)^2 \quad (8)$$

其中, $m = V_{in} / (2LR^2CU_{out}(V_{in} - U_{out}))$, $n = TR(V_{in} - U_{out})$, $b = LU_{out}$ 。轻载下, 当 $nD_i > 10b$ 时, 有 $\Delta v_{out} \propto D_i^2$ 。由以上分析可知, 在 ADPS 控制的工作于 DCM 的 Buck 变换器中, 负载越轻, 输出电压纹波越小。

2.3 ADPS 控制 DC-DC 变换器稳定性分析

假设某个开关周期功率管导通占空比为 D_i , 根据能量守恒定律, 该周期由电源送入变换器的能量为

$$\Delta E_{in} = \Delta E_L + \Delta E_C + \Delta E_R \quad (9)$$

其中, ΔE_L , ΔE_C 和 ΔE_R 分别为该周期内滤波电感储能的变化量、输出滤波电容储能的变化量和负载消耗的能量。一个开关周期内电源送入 Buck 变换器的能量为

$$\Delta E_{in} = kD_i^2 = \varphi(D_i) \quad (10)$$

其中, $k = V_{in}(V_{in} - U_{out})T^2 / (2L)$ 。对于工作于 DCM 的 Buck 变换器, 有 $\Delta E_L \equiv 0$ 。 ΔE_C 满足

$$\Delta E_C = E_{C,(n+1)T} - E_{C,nT} = 0.5C(V_{C,(n+1)T}^2 - V_{C,nT}^2) \quad (11)$$

其中, $E_{C,nT}$, $E_{C,(n+1)T}$ 分别为开关周期开始和结束时输出滤波电容的储能, $V_{C,nT}$, $V_{C,(n+1)T}$ 分别为开关周期开始和结束时输出滤波电容的电压。该周期内负载消耗的能量为

$$\begin{aligned} \Delta E_R &= \int_{nT}^{(n+1)T} (V_C(t)^2 / R) dt \\ &\approx T(E_{C,nT} + E_{C,(n+1)T}) / (RC) \end{aligned} \quad (12)$$

将式(10)-式(12)代入式(9),可以得到该开关周期结束时输出滤波电容储能的表达式为

$$E_{C,(n+1)T} = \lambda E_{C,nT} + \gamma \varphi(D_i) \quad (13)$$

其中, $\lambda = (1 - T/(RC))(1 + T/(RC))^{-1}$, $\gamma = (1 + T/(RC))^{-1}$ 。因为 $T \ll RC$, 所以有 $0 < \lambda < 1$, $0 < \gamma < 1$ 。ADPS 控制的工作于 DCM 的 Buck 变换器能量迭代模型为

$$E_{C,(n+1)T} = \begin{cases} \lambda E_{C,nT} + \gamma \varphi(D_i), & v_{out} < V_{ref} \\ \lambda E_{C,nT}, & v_{out} \geq V_{ref} \end{cases} \quad (14)$$

ADPS 控制器可以根据每个开关周期开始时电压误差 v_e 自适应地产生不同占空比的脉冲信号实现对变换器的控制, 变换器的输出电压在参考电压附近有小幅波动, ADPS 控制 Buck 变换器的环路始终是稳定的。

2.4 ADPS 控制 DC-DC 变换器瞬态特性分析

图 4 给出了当 Buck 变换器输出电压出现较大跌落时, ADPS 控制和 PSM 控制 Buck 变换器的输出电压 v_{out} 和电感电流 i_L 的工作波形。在第 1 个开关周期开始时, 由于变换器输出电压远小于参考电压, ADPS 控制和 PSM 控制 Buck 变换器均使用最大占空比 D_{max} 控制功率管。在第 4 个周期开始时刻, 由于变换器输出电压大于参考电压, 产生了一个跨周期。在前 4 个周期, 即图 4 中所示的 I 段和 II 段, ADPS 和 PSM 控制具有相同的瞬态响应特性。从第 5 个周期开始, 输出电压稳定, 由于 ADPS 控制变换器可以产生更小的占空比进行控制, 输出电压纹波小于 PSM 控制变换器, 如图 4 中 III 段所示。

3 仿真和实验验证

3.1 仿真

本文用 MATLAB 对 ADPS 控制的工作于 DCM 的 Buck 变换器进行仿真, 并与 PSM 和 PWM 控制进行对比。不同控制方式下, Buck 变换器采用相同的仿真参数: $V_{in}=3.3\text{ V}$, $U_{out}=1.2\text{ V}$, $L=30\text{ }\mu\text{H}$, $C=220\text{ }\mu\text{F}$, $T=20\text{ }\mu\text{s}$, $D_{max}=0.5$ 。

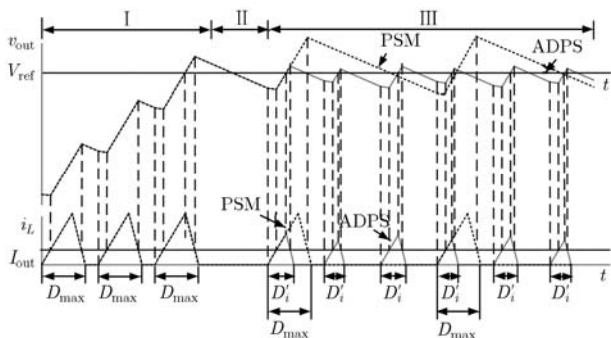


图 4 出现电压跌落时 ADPS 控制 Buck 变换器的瞬态响应过程

图 5 分别为 ADPS 控制 Buck 变换器在稳态下的输出电压 v_{out} , 电感电流 i_L 及功率管控制信号 v_g 的仿真波形。在 ADPS 控制下, 控制器产生了一系列不同占空比的控制信号对 Buck 变换器进行控制。

图 6(a) 为不同控制方式下 Buck 变换器稳态输出电压的仿真波形。仿真结果显示, ADPS 控制下变换器的输出电压纹波 (15.1 mV) 小于 PSM 下的输出电压纹波 (41.2 mV), 但大于 PWM 下的输出电压纹波 (3.1 mV)。图 6(b) 为不同控制方式下 Buck 变换器负载跃变时输出电压的仿真波形。在 80 ms 时负载由 20 Ω 跃变为 200 Ω , 在 100 ms 时负载由 200 Ω 跃变为 20 Ω 。仿真结果显示, ADPS 和 PSM 均有比 PWM 更优异的瞬态响应。

图 7 为在负载电阻为 400 Ω 时, ADPS 控制 Buck 变换器的跨周期特性仿真结果。可见, 轻载下 ADPS 控制可以产生跨周期, 这种特性可以有效减小功率变换器的开关损耗, 从而提高功率变换效率。

在 PSM 控制的 Buck 变换器中, 最大占空比 D_{max} 固定, 每次功率管开启时, 变换器送给负载的能量恒定。但随负载的减轻, 其每周期消耗的能量减小。这种能量差就会造成较大的输出电压纹波。在 DPSM 控制中, 轻载下功率管控制信号的占空比在 $D_{\Delta 1}$ 和 0 之间跳变时, 会出现类似的结果。而在 ADPS 控制中, 功率管控制信号的占空比会随负载的减轻而变小, 所以, 可以实现更小的输出电压纹波。同时, 由于占空比大小与每个周期开始时刻参考电压和输出电压的误差相关, 所以, 当外界扰动使得输出电压出现较大跌落时, 功率管控制信号的占空比会突然变大, 具有优异的瞬态响应。仿真结果验证了理论分析的正确性。

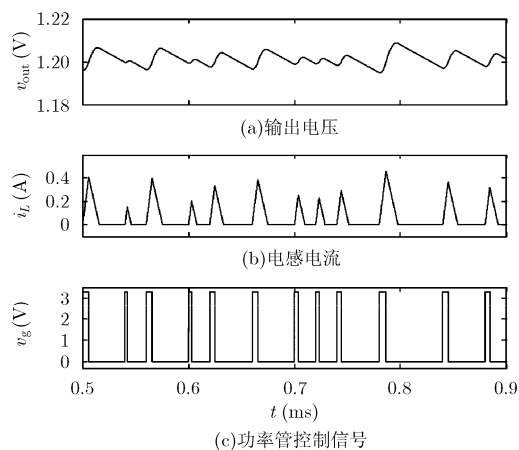


图 5 ADPS 控制 Buck 变换器稳态工作波形 ($R=20\text{ }\Omega$)

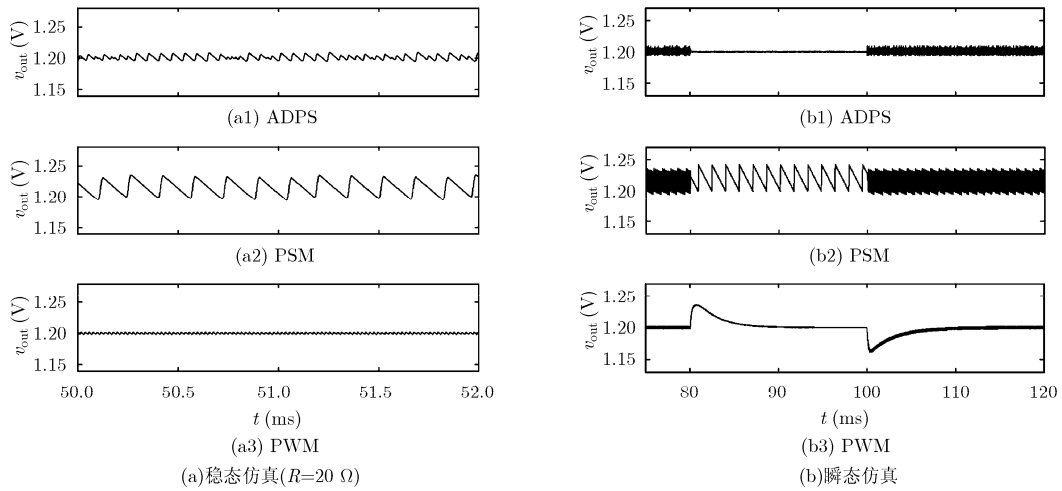


图6 不同控制方式下Buck变换器输出电压波形

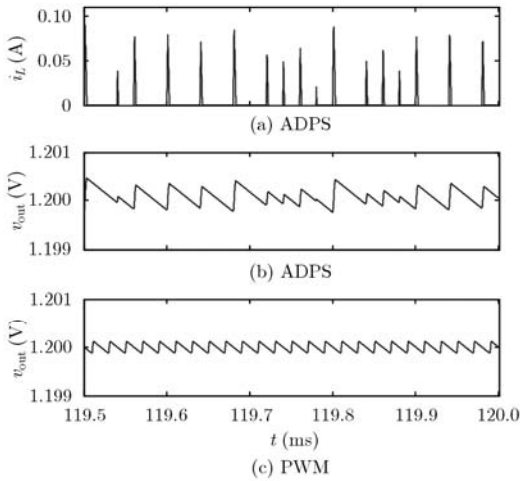


图7 ADPS控制Buck变换器跨周期特性仿真波形 ($R = 400 \Omega$)

3.2 实验验证

为了验证 ADPS 控制方法的原理和特性，本文对 ADPS 控制的工作于 DCM 的 Buck 变换器进行了实验验证，同时与 PSM 控制进行对比研究。实验采用与仿真相同的电路参数，功率级选用型号为

AO3401 的功率 PMOS 管，型号为 1N5819 的功率二极管，型号为 LM393P 的电压比较器，ADPS 脉冲产生电路用 Xilinx 型号为 XC3S100 的 FPGA 实现。

图 8 显示了不同控制方式下 Buck 变换器的稳态输出电压 v_{out} ，控制信号 v_g 和电感电流 i_L 的测试波形。可见，在相同的 D_{max} 下，ADPS 控制的 Buck 变换器中功率 PMOS 管控制信号 v_g 的占空比可以灵活地改变，且轻负载下出现的最大占空比小于 D_{max} ；而 PSM 控制中，控制信号 v_g 的占空比 D_{max} 是固定不变的。所以，在导通周期，ADPS 控制的 Buck 变换器可以实现更小的电感峰值电流和更少的能量传送，从而可以实现更小的输出电压纹波。

图 9 显示了不同控制方式下 Buck 变换器的输出电压 v_{out} 及其纹波 Δv_{out} 的测试波形。ADPS 控制下输出电压纹波为 60 mV，PSM 控制下输出电压纹波为 125 mV。可见，由于一系列具有更小占空比的控制信号的出现，ADPS 控制下 Buck 变换器可以实现比 PSM 控制下更小的输出电压纹波。

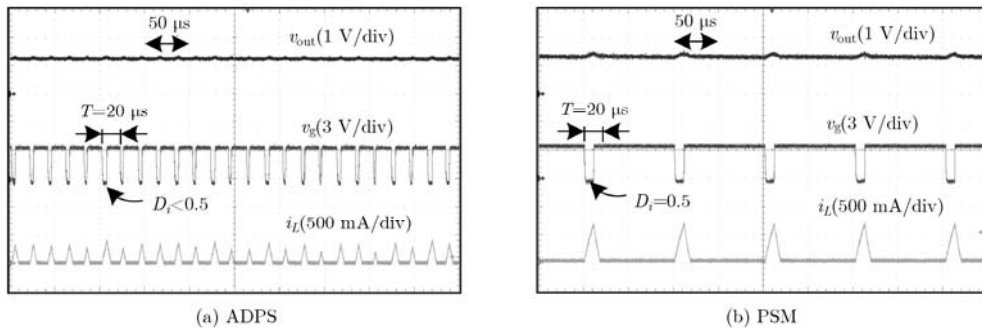


图8 不同控制方式下，Buck 变换器的稳态输出电压 v_{out} ，功率管控制信号 v_g 和电感电流 i_L 的波形 ($R = 20 \Omega$)

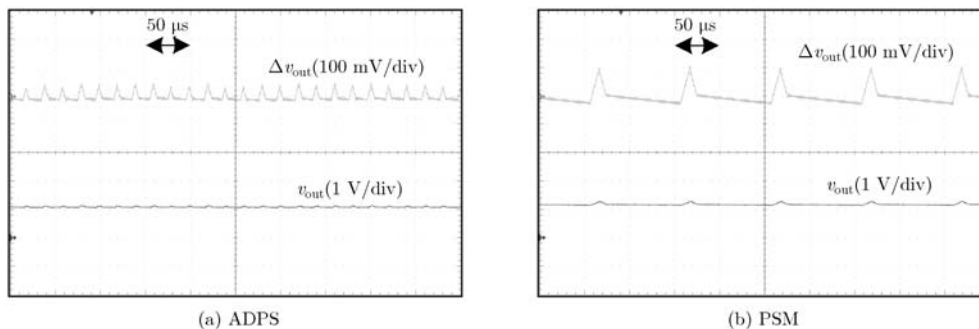


图 9 不同控制方式下, Buck 变换器的稳态输出电压 v_{out} 及其纹波 Δv_{out} 的波形 ($R = 20 \Omega$)

图 10 显示了负载由 200Ω 跃变为 20Ω 时 Buck 变换器的输出电压 v_{out} , 功率管控制信号 v_g 和电感电流 i_L 的测试波形。如图 10 所示, 负载跃变前后, 控制信号 v_g 的占空比均小于最大可用占空比 0.5, 电感的峰值电流均小于最大可能出现的峰值 0.7 A。负载由轻变重后, 控制信号 v_g 的占空比变宽, 电感电流的峰值增大。同时可以看出, 轻载下 ADPS 控制的 Buck 变换器会出现较多的跨周期。

仿真和实验结果均验证了理论分析的正确性。但由于实验条件不理想, 选用的元件存在等效串联电阻(ESR)等寄生效应以及参数不精确等, 实验结果的具体数值与仿真结果有偏差。

4 结束语

本文提出并研究了开关 DC-DC 变换器的 ADPS 控制方法, 该方法根据每个周期开始时变换器输出电压与参考电压的误差, 自适应地产生不同占空比的脉冲信号控制功率变换器。文中分析了 ADPS 控制的工作于 DCM 的 Buck 变换器的稳态特性、稳定性和瞬态特性, 并通过仿真和实验验证了该方法的可行性和理论分析的正确性。研究结果表明, ADPS 控制能够有效地降低 PSM 控制变换器的输出电压纹波, 同时具有优异的鲁棒性和瞬态响应能力。

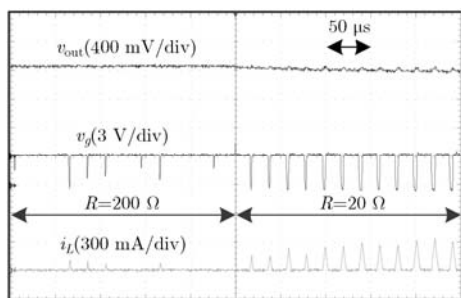


图 10 负载跃变时, ADPS 控制 Buck 变换器输出电压 v_{out} , 功率管控制信号 v_g 和电感电流 i_L 的波形

参考文献

- [1] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 1998: 1-15.
Zhang Z S and Cai X S. Principle and Design of Switching Source[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 1998: 1-15.
- [2] Yang M, Sun W F, Xu S, et al. A monolithic peak current-mode buck converter with fast response for high speed DVS application[J]. *Microelectronics Journal*, 2013, 44(2): 128-136.
- [3] Zhen S W, Zhang B, Luo P, et al. A digitally controlled PWM/PSM dual-mode DC/DC converter[J]. *Journal of Semiconductors*, 2011, 32(11): 115007-1-115007-7.
- [4] Luo P, Deng W J, Li H B, et al. A high energy efficiency PSM/PWM dual-mode for DC-DC converter in portable applications[C]. IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems, Milpitas, 2009: 702-706.
- [5] Tao C W and Fayed A. Output spectrum analysis of buck converters in DCM with PFM control[C]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Seoul, 2012: 2267-2270.
- [6] Zhang X and Maksimovic D. Multimode digital controller for synchronous buck converters operating over wide ranges of input voltages and load currents[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, 25(8): 1958-1965.
- [7] Luo P, Luo L Y, Li Z J, et al. Skip cycle modulation in switching DC-DC converter[C]. IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions, Chengdu, 2002, 2: 1716-1719.
- [8] 罗萍. 智能功率集成电路的跨周调制 PSM 及其测试技术研究[D]. [博士学位论文], 电子科技大学, 2004.
Luo P. Study on pulse skip modulation mode in smart power integrated circuits and its test technology[D]. [Ph.D. dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2004.
- [9] 牛全民. 基于 PSM 模式的 DC-DC 功率变换器非线性建模及集成化设计[D]. [博士学位论文], 电子科技大学, 2009.

- Niu Q M. Nonlinear modeling of DC-DC power converters based on PSM mode and integration design[D]. [Ph.D. dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2009.
- [10] Kapat S, Banerjee S, and Patra A. Discontinuous map analysis of a DC-DC converter governed by pulse skipping modulation[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2010, 57(7): 1793-1801.
- [11] Angkititrakul S and Hu H. Design and analysis of buck converter with pulse-skipping modulation[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, 2008: 1151-1156.
- [12] 杨向一. 一款采用 PSM 调制模式的 AC-DC 芯片的设计[D]. [硕士论文], 西安电子科技大学, 2012.
Yang X Y. Design of an AC-DC chip with the PSM control mode[D]. [Master dissertation], Xidian University, 2012.
- [13] 罗萍, 李肇基, 熊富贵, 等. 开关变换器的跨周期调制模式[J]. 电子与信息学报, 2004, 26(6): 984-988.
Luo P, Li Z J, Xiong F G, *et al.* Pulse-cycle skip modulation in switching converter[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2004, 26(6): 984-988.
- [14] 牛全民, 罗萍, 李肇基, 等. Boost 变换器跨周期调制(PSM)的状态空间平均模型[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(10): 1955-1958.
Niu Q M, Luo P, Li Z J, *et al.* Space state average model of PSM in boost converter[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2006, 28(10): 1955-1958.
- [15] Telefus M, Shteynberg A, Ferdowsi M, *et al.* Pulse train control technique for flyback converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(3): 757-764.
- [16] 沙金, 包伯成, 许建平, 等. 脉冲序列控制电流断续模式 Buck 变换器的动力学建模与边界碰撞分岔[J]. 物理学报, 2012, 61(12): 120501-1-120501-13.
Sha J, Bao B C, Xu J P, *et al.* Dynamical modeling and border collision bifurcation in pulse train controlled discontinuous conduction mode buck converter[J]. *Acta Physica Sinica*, 2012, 61(12): 120501-1-120501-13.
- [17] Sha J, Xu J P, Bao B C, *et al.* Effects of circuit parameters on dynamics of current-mode-pulse-train-controlled buck converter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(3): 1562-1573.
- [18] 秦明, 许建平, 高玉, 等. 基于电流基准的开关变换器脉冲序列控制方法[J]. 物理学报, 2012, 61(3): 030204-1-030204-9.
Qin M, Xu J P, Gao Y, *et al.* Current referenced pulse train control technique applied to switching converter[J]. *Acta Physica Sinica*, 2012, 61(3): 030204-1-030204-9.
- [19] Xu J P and Qin M. Multi-pulse train control technique for buck converter in discontinuous conduction mode[J]. *IET Power Electronics*, 2010, 3(3): 391-399.
- [20] 王金平, 许建平, 兰燕妮. 电流型双频率脉冲序列调制开关变换器[J]. 电工技术学报, 2012, 27(7): 198-204.
Wang J P, Xu J P, and Lan Y N. Study of current-mode bi-frequency pulse-train modulation for switching converters[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2012, 27(7): 198-204.
- [21] 马正华, 夏建锋, 包伯成, 等. 断续导电模式 Buck 变换器双脉冲跨周期调制技术[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(12): 24-31.
Ma Z H, Xia J F, Bao B C, *et al.* Dual pulse skipping modulation technique for buck converter operating in discontinuous conduction mode[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2013, 33(12): 24-31.
- 李航标: 男, 1982 年生, 博士, 研究方向为电源管理技术与功率集成电路.
- 张波: 男, 1964 年生, 教授, 研究方向为功率器件与功率集成电路.
- 罗萍: 女, 1968 年生, 教授, 研究方向为电源管理技术与功率集成电路.