

## BUCK 变换器轻载时三种工作模式原理及应用

Adlsong

**摘要：**降压型 Buck 变换器在轻载有三种工作模式：突发模式、跳脉冲模式和强迫连续模式。文中详细的阐述了这三种模式的工作原理，同时介绍了这三种模式的优点及缺点。通过滞回比较器监控输出电压的突发模式开关管工作的时间短，效率高，纹波最大。强迫连续模式电感的电流双向流动，效率最低，纹波最小。跳脉冲模式工作 DCM 模式并跳去一些脉冲，效率和纹波介于上述两种模式之间。同时本文给出 3.3V 到 2.5V 的 Buck 变换器电感,输入电容和输出电容的计算和选取方法。

**关键词：**突发模式 跳脉冲模式 强迫连续模式 轻载

**Abstract:** Buck converter has three modes at light output load: burst mode, pulse skip mode and force continuous mode. The principles of three modes are discussed in detail in this paper. The advantages and disadvantages of three modes are presented and also compared at the same time. The longest off time duration, highest efficiency and highest output ripple voltage are featured for burst mode detecting output voltage via hysteresis comparator. The least efficiency and least output ripple voltage is featured for force continuous mode with positive and negative current through the inductor. The efficiency and output ripple voltage of pulse skip mode with skipping some switching pulse is between that of two modes above. The methods to calculate the inductance, input

capitance and output capacitance for the Buck converter from 3.3V to 2.5V are given in the end.

**Key Words:** Burst Mode Pulse Skip Mode Force Continuous Mode  
Light Output Load

目前高频高效的 Buck 变换器的应用越来越广泛。通常系统在满输出负载时，系统工作于 CCM 即连续电流模式。但是，当系统的输出负载从满载到轻载然后到空载变化的过程中，系统的工作模式也会发生相应的改变。目前，降压型 Buck 变换器在轻载有三种工作模式：突发模式、跳脉冲模式和强迫连续模式。本文将详细的阐述了这三种模式的工作作原理及其它们的优点及缺点。在实际的应用中，应该根据系统对输出纹波和效率的具体要求来选取相应的工作模式。

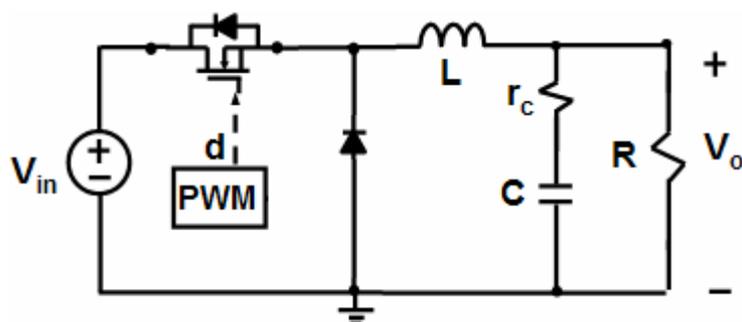
## 1 跳脉冲模式

对于恒定频率的常规的Buck控制器，其原理图及工作的波形如下图1所示。通常电感的电流工作于CMM连续电流模式，即每个开关周期起始时电感的电流从一定的值开始线性上升到最大值，然后线性下降，在每个开关周期结束时电感的电流回到一定初始值。电感的平均电流即为输出的负载电流。<sup>[1]</sup>当负载电流降低时，电感的平均电流也将降低；当负载电流降低时一定值，在每个开关周期起始时，电感的电流从0开始线性上升到最大值，然后线性下降，在每个开关周期结束时电感的电流回到0，此时变换器进入临界电流模式，如图1(b)所

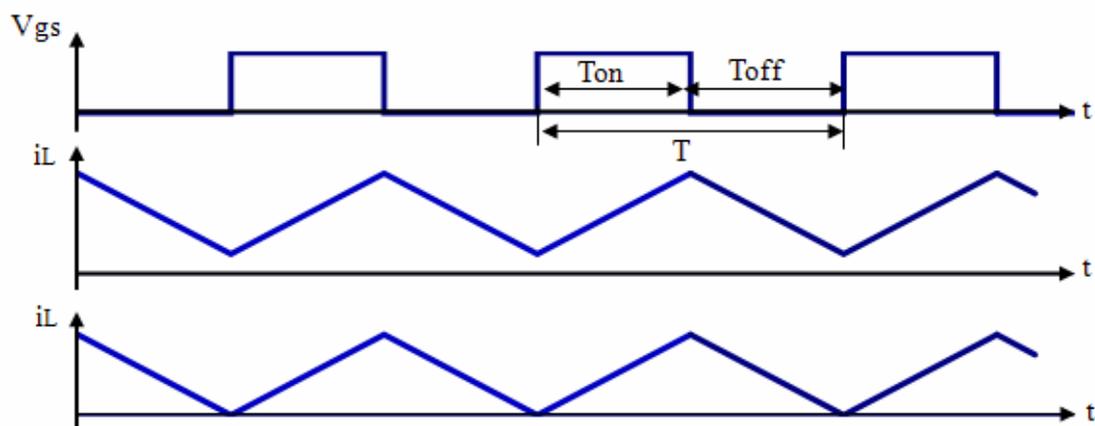
示。此时，若负载电流进一步的降低，则在每个开关周期起始时，电感的电流从0开始线性上升到最大值，然后线性下降，电感的电流回到0时，开关周期没有结束，注意到电感的电流过0时，续流二极管D2自然关断，因此电感的电流在0值处保持一段时间，然后开关周期结束，进入下一个开在周期。此时变换器为非连续电流模式，如图1 (c) 所示。变换器进入非连续电流模式后，若负载电流仍然进一步的降低，为了维持输出电压的调节，高端的开关管的开通时间将减小，直到达到控制器的最小导通时间，如图1 (d) 所示。高端的开关管的开通时间达到控制器的最小导通时间后，若负载电流仍然的降低，控制器就必须屏蔽掉一些开关脉冲，以维持输出电压的调节，即一个开关脉冲将对输出电容充电维持足够的输出能量，从而可以跳掉一个或几个脉冲，如图1 (e) 所示。当输出电压降到调节的阈值电压以下时，一个新的脉冲开始。这种控制方法即为跳脉冲模式。对于同步的Buck控制器，在此模式下，轻载时，下端的同步开关管不导通，工作原理同上。注意到在跳脉冲模式中，对于固定频率的 PWM 控制系统，由于一些开关脉冲的掉除，相当于减小了系统的工作频率，当工作频率低到进音频的范围内时，电感的机械振动和滤波电流的压电效应会在系统中产生音频的的噪声，因此必须控制系统的最低工作频率或设定最小工作负载来消除音频的的噪声。

跳脉冲模式可以在最宽的输入电流范围内提供恒定频率的不连续电流操作，防止反向电感器的电流。由于控制器允许调节器跳掉一些不需要的脉冲，相比于连续模式操作，提高轻载的效率，但其轻载的工

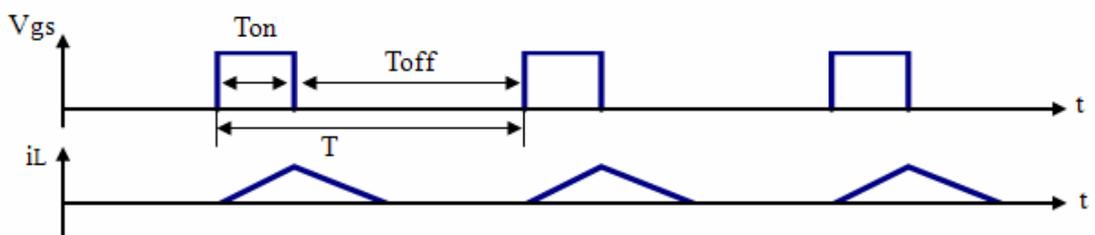
作效率不如突发模式操作，其轻载的输出纹波不如连续模式操作。跳脉冲模式的确提供了一种工作效率和噪声的折衷方案。



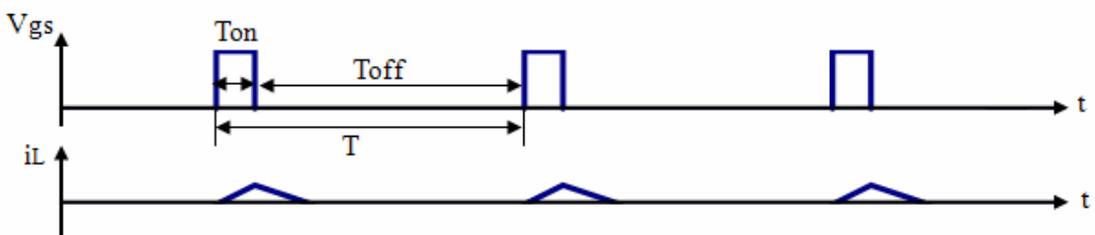
(a) 常规Buck结构图



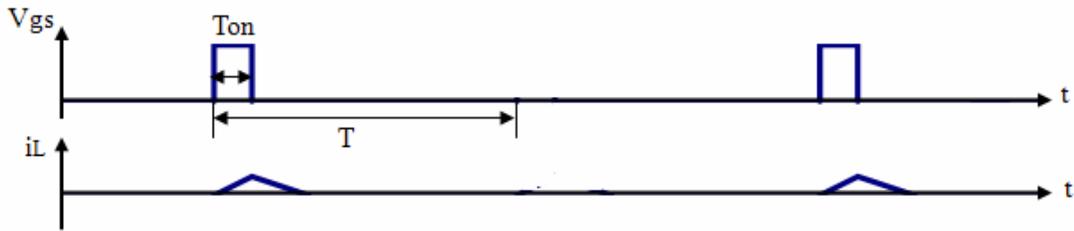
(b) 连续模式及临界非连续模式波形



(c) 非连续模式波形



(d) 具有最小导通时间非连续模式波形



(e) 跳脉冲非连续模式波形

图1：常规Buck结构图及工作波形

## 2 突发工作模式

Buck突发模式的原理图见图2所示。输出电压通过两个电阻组成的分压器连接到反馈脚VFB。VFB管脚为电压误差放大器的反相输入端，电压误差放大器的同相输入端连接到参考电压VREF。ITH管脚为电压误差放大器的输出端。突发工作模式电路由一个比较器组成。比较器的反相端连接到电压误差放大器的输出端ITH，比较器的同相端连接另一个参考电压VB。突发工作模式比较器具有一定的滞回电压VH。突发工作模式比较器通过检测电压误差放大器的输出端ITH的电压来检测输出负载的变化。

正常工作时，管脚ITH的电压高于 $VB - VH/2$ ，突发工作模式比较器输出为低电压，系统不会进入突发工作模式。当输出负载降低时，输出电压将提高，管脚VFB的电压相应的也提高，由于电压误差放大器为负反馈，因此管脚ITH的电压随之降低，但此时管脚ITH的电压仍然高于 $VB - VH/2$ ，突发工作模式比较器仍然输出为低电压，系统仍然不会进入突发工作模式。当输出负载降低到一定的值时，管脚ITH的电

压将低于 $V_B - V_H/2$ ，突发工作模式比较器输出将翻转从低电压变为高电压，控制电路将使高端MOSFET的输出驱动为低电平，高端MOSFET关断停止开关操作，此时输入不再向输出端传输能量，输出的大电容将维持低的输出负载，因此输出的大电容的电压将慢慢的降低，即输出电压慢慢的降低，管脚VFB的电压相应的也降低，由于电压误差放大器为负反馈，因此管脚ITH的电压随之提高，但此时管脚ITH的电压仍然低于 $V_B + V_H/2$ ，突发工作模式比较器仍然输出为高电压，高端MOSFET仍然关断。输出电压电压继续的降低，管脚VFB的电压相应的也继续的降低，管脚ITH的电压随之继续提高。经过一段长的时间后，管脚ITH的电压将高于 $V_B + V_H/2$ ，突发工作模式比较器出将翻转从高电压变为低电压，高端MOSFET的驱动输出屏蔽将释放，系统进入正常的PWM操作，高端MOSFET进入开关操作。由于输入的能量大于输出负载所消耗的能量，因此输出电压将随之提高。当输出电压提高到一定值时，突发工作模式比较器输出将又一次的翻转从低电压变为高电压，高端MOSFET的驱动输出被屏蔽，高端MOSFET关断停止开关操作，如此反复。这种工作模式即为突发工作模式。

由于突发模式通过使用滞回比较器控制高端开关管工作的时间很短，停止工作的时间很长，因此极大的降低了开关损耗，提高系统的效率。另一方面由于高端开关管停止工作的时间很长，在此期间，输出电容将维持输出的负载的能量，输出电容的电压降低较大的值，因此输出电容的纹波电压大，即输出的纹波电压大。

对于常规的 Buck 变换器，在突发模式下，当电感的电流变为 0 时，续流二极管自然关断。对于同步的 Buck 变换器，在突发模式下，当电感的电流变为 0 时并试图变为负值时，突发模式操作在禁止高端的 MOSFET 开关动作并关断同步 MOSFET 之前设定一个最小输出电流水平。在此低电流条件下，如上所述，ITH 管脚电压在低于一个门限电压时，此门限电压将短暂的禁止同时接通两个 MOSFET 的驱动输出，直到输出电压下降为止。在连接到 ITH 引脚的突发模式比较器的迟滞电压产生驱动输出信号至开关管，这将使开关管在几个周期里保持开关状态，随后经过一个取决于负载电流的可变睡眠延时间隔。迟滞比较器的上下门限电压门决定了输出电压纹波值。

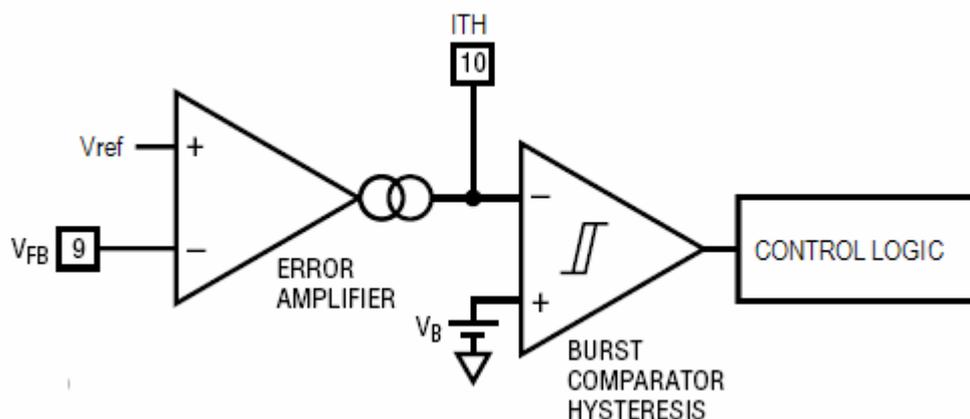


图2：突发模式原理图

### 3 强迫连续模式

强迫连续模式主要针对于同步 Buck 变换器。基于常规的 Buck 变换器，续流二极管换为 MOSFET，即为同步 Buck 变换器。如果选用较低导通电阻的 MOSFET 作为同步管代替续流二极管，即使使用肖特基二极管，同步 MOSFET 的导通损耗将大大低于肖特基续流二极管

的功耗。高端的主开关管和低端的同步开关管组成一个半桥的结构，因此二者的驱动信号间必须有一定的死区时间以防止输入回路的短路直通，即在死区时间，两个开关管都不导通。在死区时间内，由于电感的电流不能突变，因此同步开关管的寄生并联二极管将先导通续流，由于此普通二极管的导通电压大，因此增加了同步开关管的功率损耗。通常可以采用在外部与同步开关管关联一个肖特基二极管的方法进一步的提高效率。由于肖特基二极管的导通电压低，因此在续流在期间，肖特基二极管将先于同步开关管并联的寄生二极管导通。注意到在续流二极管导通后，同步开关管才被其驱动信号打开，由于同步开关管的两端的电压为 0，因此是 0 电压开通，没有开关损耗。这也意味着对于同步开关管的选取，功耗只取决于与导通电阻相关的导通损耗，而开关损耗可以忽略，因此不必考虑栅极的电荷。而高端的主开关管则要基于导通损耗和开关损耗综合来考虑。另外，在输入和输出电压差比较大，即占空比小时，由于同步开关管导通更长的时间，因此选用同步的 Buck 变换器效率提高更为明显。

在正常工作时，强迫连续模式和跳脉冲模式一样都工作于 CCM 模式。当输出负载降低并降低到一定的值时，如前所述，跳脉冲模式将由 CCM 进入 DCM 模式，在电感的电流为 0 时续流二极管将自然关断并维持关断的状态直到进入下一个开在周期。而对于强迫连续模式，在电感的电流为 0，由于同步开关管仍然导通，因此输出的电容电压将反向加在电感上从而对电感反向激磁，电感的电流将从 0 反向增加到一定值，然后同步管关断，主开关管导通，输入电压加在电感上，

电感两端的电压为正电压，电感的电流将从一定负值正向增加，在过0后继续正向增加到一定值。注意到主开关管和同步开关管在每个开关周期都在工作，因此开关的功耗大，系统的效率极低。低输出负载条件下，在每个开关周期，高端的主开关导通时，从输入端向输出负载传输的能量大于实际负载所需要的能量，因此必须依靠同步开关管的导通，使输出电压对电感反向激磁，从而将多余部分的能量储存在电感中，以维持输出的调节。这部分能量只是在电感中来回的交换，并没有消耗在实际的负载中。由于电感有磁损耗（磁芯中的功率损耗）和铜损耗（导线电阻的损耗）能量，因此也进一步的降低的效率。然而也正是因为主开关管和同步开关管在每个开关周期都在工作，即使在轻负载的条件下，在每个开关周期，输入和输出的能量能够得到平移，因此输出电压的纹波也最小。

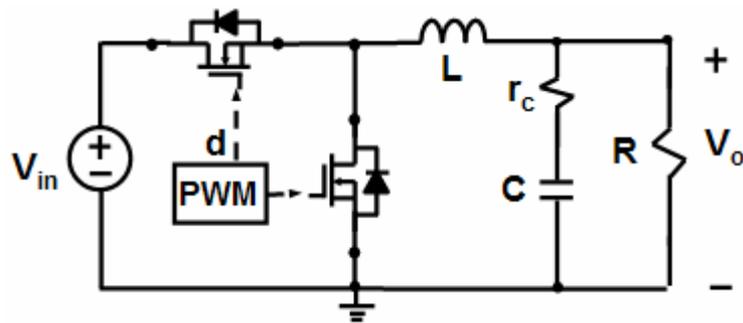


图3：同步Buck原理图

这种效率最低的操作模式适合于一些特定的应用。在该模式中，输出可以供电流也可以吸收电流，因此可以应用于DDR存储器的供电。另外，在一些通讯系统中，即使是在轻负载的条件下仍然需要低的输出电压纹波，因此也必须使用此种工作模式，而效率并不是主要的考虑因素。输出纹波电压和频率在整个负载变化范围内恒定，容易滤除噪

声,适合于通讯等要求干扰噪声低的应用。

在强制连续模式操作中吸收电流时,在同步管关断后主开关管导通前有一段死区时间,在此死区时间时,电感的电流将被迫部分的返回到主电源,这可能把输入电压即输入电容的电压提升到一个高的电压电平,设计时必须对此小心,不要使实际的输入电压最大值大于允许的额定值。

## 4 实验结果

设计一个输入电压为 3.3V~4.2V,输出电压为 2.5V 的同步 Buck 变换器,满输出负载为 1.5A,工作的频率为 1MHz。

### 4.1 电感的选取

电感的电流纹波 $\Delta I_L$  即输出电流纹波取决于电感值,输入和输出电压。电感值大,输入电压低,输出电压低,电感的电流纹波小。电感值大,如果饱和电流相同,电感的体积将增加,成本提高,同时铜损耗增加。过大的电感值将使电流的上升的斜率降低,系统从电流模式逐渐接近电压模式,环路的稳定性变差,同时在占空大于 50%时所加的斜坡补偿失效。电感值太小,尽管电感的体积减小,环路稳定性好,但电感的电流纹波增加,磁损耗加,对于具有同样额定的电流的主开关管,实际所能输出的电流降低。电感电流的纹波通常取:

$\Delta I_L = 0.3 \cdot I_{OUT}$ 。注意到:  $L \cdot \frac{di_L}{dt_{off}} = V_{OUT}$ , 输出电压和电感一定,  $\Delta t_{off}$  越

大,  $\Delta i_L$  越大。在输入电压最高的时候,  $\Delta t_{off}$  最大,相应的,输出电感的电流纹波最大。电感值可以由下式计算:

$$L = \frac{V_{out}}{f_s \cdot 0.3 \cdot I_{out}} \cdot \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}\right) \quad (1)$$

计算并选取标准的电感值： $L = 2.2\mu H$ ，在此电感值时，实际的电流纹波为 460mA。电感的值也会影响突发模式的操作。当电感的峰值电流降低到控制器设定的突发模式箝位值时，系统开始转入低电流的工作，低的电感值产生高的电流纹波，从而导致在更低的输出负载电流下发生这种转化，因此在低电流的工作的上限值处，效率略有降低。在突发模式下，低的电感值也会导致突发模式的工作频率增加。

#### 4.2 输入电容的选取

在正常的工作下，输入端的电流为脉冲的梯形波，可以近似为占空比为  $\frac{V_{out}}{V_{in}}$  的方波。为了减小输入电容的电压纹波，使用低的等效串联电阻ESR，同时具有足够的RMS电流额定值。输入电容的最大RMS电流值为：

$$I_{RMS} = I_{out} \cdot \frac{\sqrt{V_{out} \cdot (V_{in} - V_{out})}}{V_{in}} \quad (2)$$

注意到在  $\frac{V_{out}}{V_{in}} = 0.5$  时， $I_{RMS}$  最大， $I_{RMS(Max)} = 0.5 \cdot I_{out}$ 。电解电容通常是基

于 2000 小时使用寿命来计算额定的电流纹波，因此要降额来选取容。可以使用几个电容并联来降低电容的ESR和尺寸。输入端不使用大的陶瓷电容时，需要并联0.1~1uF陶瓷电容去耦电容。

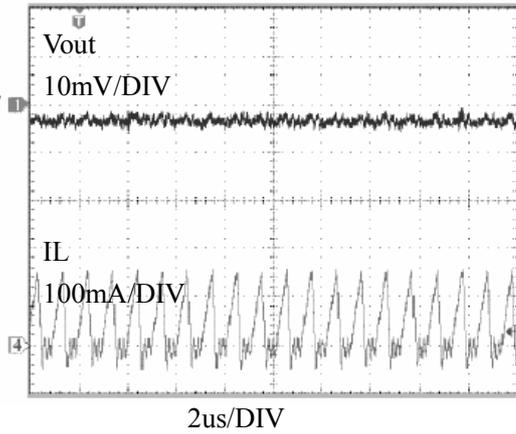
#### 4.3 输出电容的选取

输出电容的选取主要考虑输出的纹波电压和负载的阶跃响应。基于最恶劣的条件，最大的输出的纹波电压为：

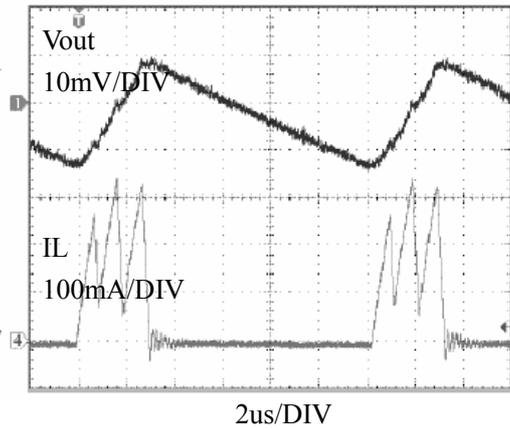
$$\Delta V_{out} = \Delta I_L \cdot \left( ESR + \frac{1}{8 \cdot f_s \cdot C_{out}} \right) \quad (3)$$

使用低 ESR 的陶瓷容时主要考虑负载的阶跃响应，但一定要校核电容的电压系数和温度系数，在最恶劣的条件下满足所要求的最小电容值。使用其它类型的电容时，同样，在最大的输入电压下，根据允许的输出的纹波电压，来计算要求 ESR，然后选取相应的电容类型和电容值。在 ESR 满足要求后，适应的增加输出电容值加强滤波以及负载的阶跃响应。但过大的输出电容增加成本以及电源上电时的浪涌电流。使用钽电容时一定要校核浪涌电流。此应用选用 22uF 陶瓷电容去耦电容。

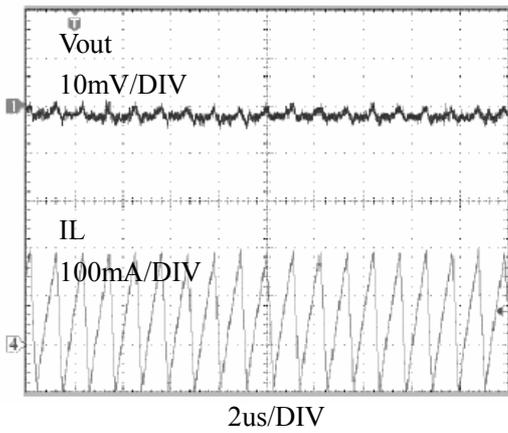
实验的测试波形和结果如图4所示。从图4(a)可见，在50mA的轻载输出电流下，系统工作于跳脉冲模式，电感的电流为DCM模式，每个开关周期，电感的电流过0并保持一段时间后才进入下一个开关周期。从图4 (b) 可见，50mA的轻载输出电流下，系统工作于突发模式，主开关管停止开关操作间歇时间为9uS，然后再开关操作3uS，输出的电压纹波峰峰值高达20mV。从图4 (c) 可见，在50mA的轻载输出电流下，系统工作于强迫连续模式，电感的电流过0后继续反向增加到-100mA，然后从-100mA正向增加，过0继续正向增加到最大值。输出的纹波很小，明显的，电感的环流将影响系统的效率。



(a) 跳脉冲模式



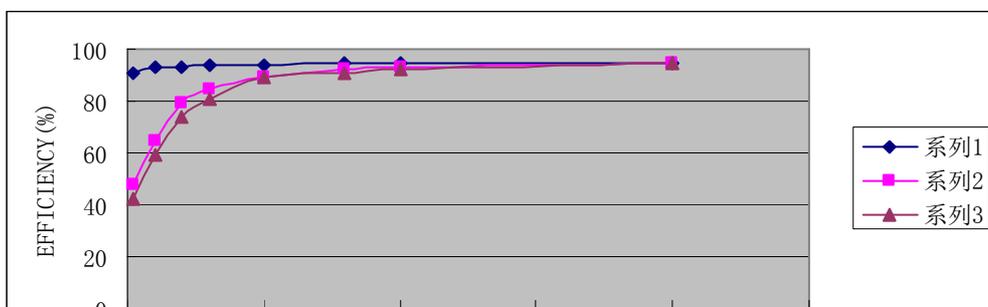
(b) 突发模式



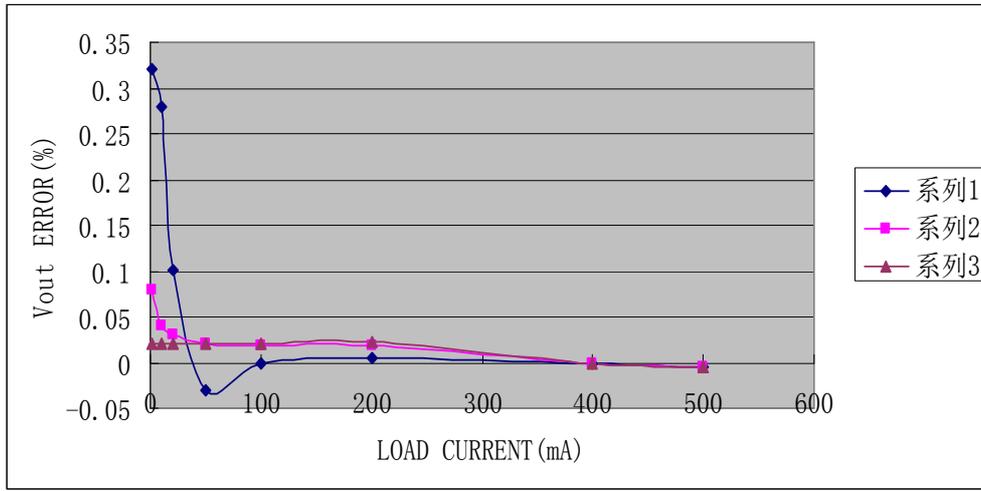
(c) 强迫连续模式

图4: 轻载三种模式工作波形 ( $V_{in}=3.3V$ ,  $V_{out}=2.5V$ ,  $I_{out}=50mA$ )

实验的测试结果图 5 所示，图 5 (a) 给出了轻载时三种工作模式的效率比较，图 5(b) 给出了轻载时三种工作模式的纹波比较。从曲线所反应的结果，也说明了在三种模式中，突发模式具有最高的轻载效率和最大的输出电压纹波，强迫连续模式具有最低的轻载效率和最小的输出电压纹波。跳脉冲模式则介于二者之间。



(a) 三种模式效率比较



(b) 三种模式效率输出纹波比较

图5: 轻载三种模式效率和输出纹波

系列1: 突发模式 系列2: 跳脉冲模式 系列3: 强迫连续模式

## 5 结论

① 突发模式具有最高轻载效率，其次是跳脉冲模式，强迫CCM模式轻载效率最低。强迫CCM模式具有最好轻载调整率和最小的输出电压纹波，其次跳脉冲模式，突发模式具有最差的轻载调整率和最大的输出电压纹波。

② 突发模式通过滞回比较器监控输出电压，缩短激活模式的时间，从而延长系统待机的时间，降低功率损耗。

③ 跳脉冲模式工作于DCM模式并通过屏蔽一些开关脉冲维持输出电压调节。强迫CCM模式电感的电流在一个开关周期中的某一段时间内可以反向流动，从而得到最好轻载调整率和最小的输出电压纹波。

[adlsong@sina.com](mailto:adlsong@sina.com)