

高效率同步整流式开关电源脉宽调制芯片的实现

陈 卢, 石秉学, 卢 纯, 代铁军, 秉国星
(清华大学微电子学研究所, 北京 100084)

摘 要: 本文分析了同步整流式开关电源与普通开关电源相比在转换效率方面的优势, 提出了一种同步整流式脉宽调制(PWM)芯片的结构, 它集成了开关电源的控制、输出调整、输出监控和保护等功能, 具有高效率、高精度、可编程、瞬态响应快和过冲小等特点. 对芯片各单元电路和整个电源系统进行了 HSPICE 模拟, 并采用 $1.7\mu\text{m}$ BiCMOS 工艺成功制作出该芯片. 以它为核心建立了一个适用于 Pentium II 系列计算机主板的同步整流式开关电源系统, 测试结果表明各项指标完全符合 Intel 公司专为 Pentium II 系列 CPU 电源制定的 VRM8.2 标准.

关键词: 同步整流; 脉宽调制; 开关电源; VLSI

中图分类号: TN431 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2000) 12-0064-05

Implementation of Pulse Width Modulation Chip for High-Efficiency Synchronous Rectifying Switching Regulator

CHEN Lu, SHI Bing-xue, LU Chun, DAI Tie-jun, LI Guo-xing
(Institute of Microelectronics, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: The advantages of synchronous rectifying switching regulator are analyzed as compared to conventional switching regulator in the field of conversion efficiency. An architecture of synchronous rectifying PWM chip is proposed, which integrates the control, output adjustment, output monitoring and protection function of switching regulator. It is characterized by high efficiency, high precision, programmability, fast transient response and small start-up overshoot. HSPICE simulations are done on each cell and the whole system, and the chip is successfully fabricated with $1.7\mu\text{m}$ BiCMOS process. A synchronous rectifying switching regulator is constructed for Pentium II serial computer mainboards. The test results show the performance of this system conforms to VRM8.2 rule, which is established by Intel Corp. for Pentium II CPU power supply specifically.

Key words: synchronous rectification; pulse width modulation; switching regulator; VLSI

1 引言

直流稳压电源广泛地应用于计算机和通信等领域, 它主要包括线性稳压电源和开关稳压电源两大类. 尽管线性稳压电源具有电路结构简单、输出纹波小、动态响应快、射频和电磁干扰小等优点, 但是它的转换效率低, 发热损耗大, 不适合于现代计算机和移动通讯方面的应用^[1]. 随着计算机 CPU 性能的不提高, 它的功耗越来越大^[2]. 为了高效地在计算机主板上将机箱电源输出的 5V 电压转换成 CPU 所需的工作电压, 开关稳压电源无疑是唯一的解决方案^[3].

在具体实现中, 将整个开关电源系统通过高效率设计和高密度封装集成在一个很小的空间内的模块化设计^[4]可以大大减小系统的体积和重量, 但是成本较高, 不利于实际应用. 也有人^[5]提出根据 CPU 处理任务的变化情况调整相应的开关频率和输出电压, 以便于提高转换效率, 但输出纹波较大, 无法满足 Intel 公司专为 Pentium II 系列 CPU 电源制定的

VRM8.2 标准^[2]. 基于 Pentium II 系列计算机主板开关电源这个应用背景, 本文设计并实现了一种同步整流式开关电源的脉宽调制芯片.

2 基本工作原理

图 1(a) 为普通降压型 PWM 开关电源的电路结构示意图, 它主要包括起开关作用的功率 MOS 管 Q 、起续流作用的肖特基二极管 D 、起储能作用的电感 L 、起滤波作用的电容 C 和一个 PWM 控制器. 在理想情况下 V_{out} 等于 V_{in} 乘以 PWM 控制器输出的脉冲信号的占空比. 在实际应用中, 影响电源非理想损耗的因素主要是 Q 和 D 的导通功耗, 由于 NMOS 功率管的导通电阻 $R_{\text{DS(on)}}$ 比 PMOS 功率管小, 所以 Q 一般选用小 $R_{\text{DS(on)}}$ 的 NMOS 功率管. 随着 V_{out} 电压的不断降低, D 的导通压降逐渐成为限制效率提高的主要因素. 假设控制脉冲的占空比为 40%, 负载电流为 14A, Q 采用导通电阻为 $10\text{m}\Omega$

收稿日期: 1999-09-30; 修回日期: 2000-01-19

基金项目: 国家“九五”科技攻关项目 (No. 97-760-02)

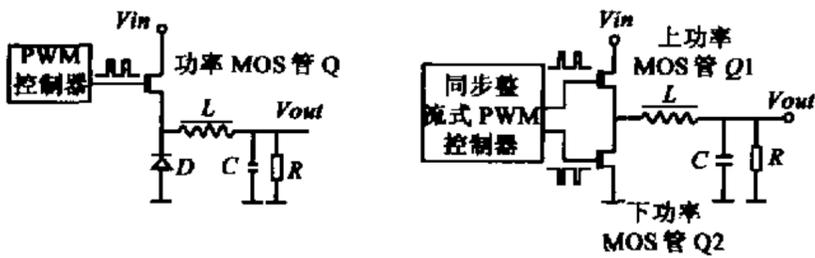


图 1 两种降压型开关电源电路的比较。(a)普通降压型

PWM 开关电源;(b)同步整流式降压型 PWM 开关电源

的功率 NMOS 管,其导通损耗约为 0.8W; D 采用导通压降为 0.3V 的肖特基二极管,其导通损耗约为 2.5W,大于 Q 的导通损耗. 尽管这种普通 PWM 开关电源的转换效率一般可以达到 80% 以上^[6],但是对于采用电池供电的膝上电脑和移动通讯系统而言仍显不够. 为了进一步提高效率,必须采用同步整流方式工作的开关电源^[7],其电路结构示意图如图 1(b)所示,它用低 $R_{DS(on)}$ 的功率 MOS 管替代原来的肖特基二极管,而同步整流式 PWM 控制器输出两个不重叠的控制脉冲,使 $Q1$ 和 $Q2$ 按照相同频率以同步方式工作. 仍按上述条件计算,同步整流方式可以进一步节省 1.3W 功耗,转换效率可以提高 4% 左右. 除此之外,在小负载电流情况下由于流过 $Q2$ 的

电流可以是双向的,而不是 D 的单向,所以同步整流方式还可以避免由于流过 L 的电流不连续所造成的输出电压高频噪声. 当然,在这种情况下转换效率会受到影响,但是对于输出电流普遍较大的 CPU 电源而言出现这种小负载情况的机会不多.

3 同步整流式 PWM 控制器芯片结构

用于 Pentium II 系列计算机主板为 CPU 提供电压的同步整流式开关电源要求输出电压稳定、精度高、可调节、高效率 and 输出电流大,同时还要求具有过流、过压等保护功能,防止 CPU 被意外损坏. 另外,它与一般开关电源的一个重要区别就是对负载瞬态响应有严格要求. 以 Pentium II 300MHz CPU 为例,当它不工作而处于待命状态时负载电流仅为 0.07A,一旦开始满负荷工作时负载电流会突变为 14A,这个突变过程要求在 10 μ s 内完成,而且在这个负载电流突变过程中输出电压的变化不能超过 $\pm 0.1V$. 这都对同步整流式 PWM 控制器提出了严格的要求. 本文设计了一种高效率、高精度同步整流开关电源 PWM 控制器芯片,其内部结构及外围电路框图如图 2 所示,其中虚线所围部分为 PWM 芯片内部电路,其余为芯片外围电路.

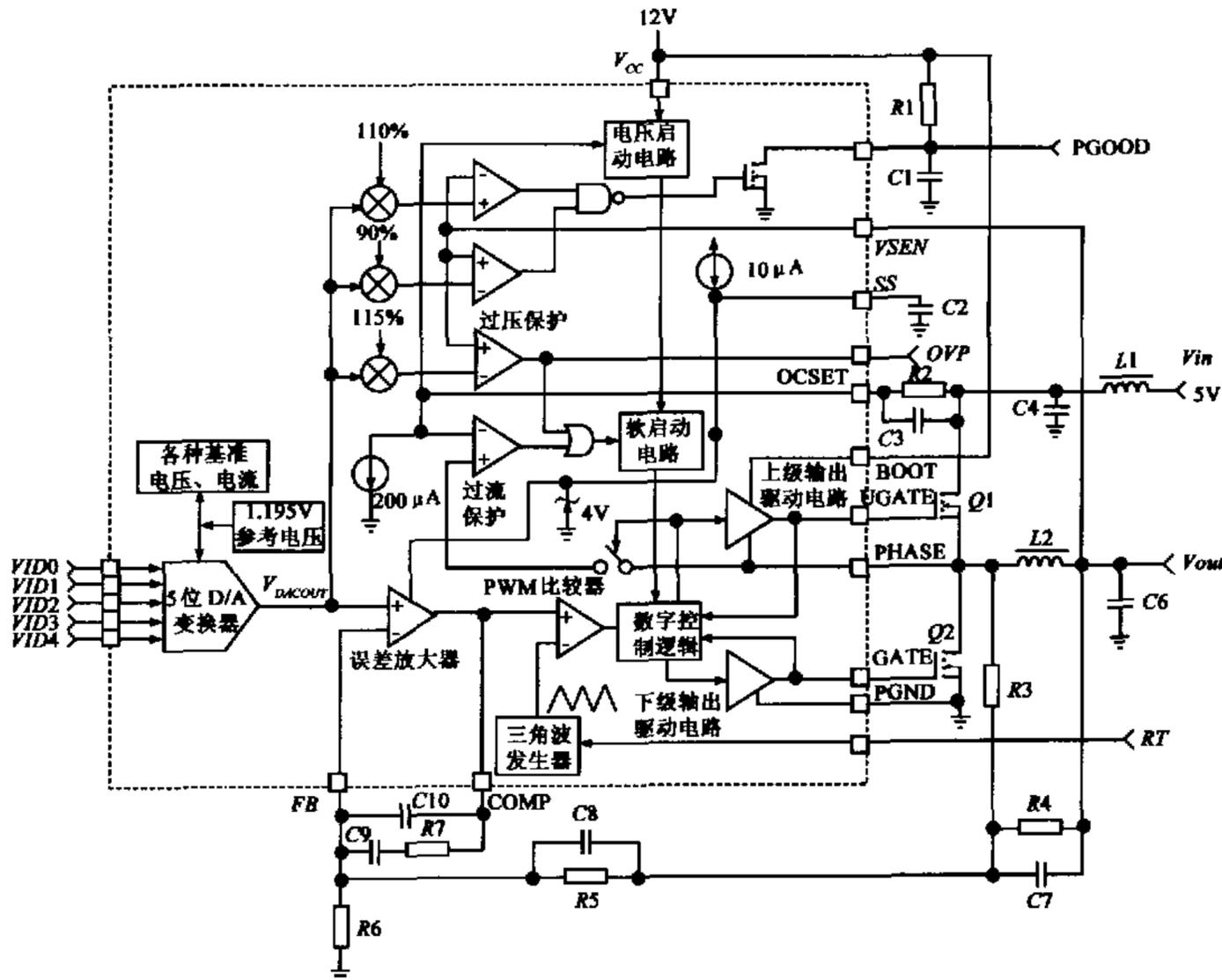


图 2 同步整流式 PWM 芯片内部结构及外围电路框图

该控制器芯片工作基本原理如下:当外部输入电源电压 V_{CC} (12V) 和 V_{in} (5V) 上升到一定阈值之后,芯片的电压启动电路输出启动信号,使整个芯片开始工作. 芯片内部的能隙电

压源产生 1.195V 参考电压,由外部 5 个数字信号端 $VID0 \sim VID4$ 控制的 5 位 D/A 转换器产生 32 档的 1.3V ~ 3.5V 电压. 这个电压与外部实际输出反馈回来的电压经过误差放大,输

出的结果再与三角波进行比较,从而得到了一个脉冲波.数字控制逻辑部分的作用主要是在过流或过压情况下禁止比较器输出的脉冲波传递到后面的上下级输出驱动电路的输入端,从而关断外接的上下功率 MOS 管 $Q1$ 和 $Q2$,起到保护作用.正常情况下脉冲波分别通过上下级输出驱动电路,产生互不重叠的同步驱动信号 $UGATE$ 和 $LGATE$,分别驱动 $Q1$ 和 $Q2$,控制它们的导通与截止,从而与外部的电阻、电容和电感共同实现同步整流式降压型脉宽调制开关电源的功能.开关电源的输出电压 V_{out} 经过反馈补偿网络接到芯片的 FB 端,形成一个负反馈,从而保证输出电压的稳定.芯片 FB 端与 $COMP$ 端的外接电阻电容为芯片内部误差放大器的负反馈网络,保证误差放大器的稳定.

此外,这种结构还具有过流、过压保护及软启动的功能.判断过流电路不需要外接额外的取样电阻,而是直接利用 $Q1$ 的导通电阻,过流的额定值可以通过外部的电阻 $R2$ 进行调节.当开关电源的输出电压超过额定值的 115% 时,芯片内部不但可以实现过压保护,同时还输出过压指示信号 OVP ,以控制外接保护电路. RT 端可以外接电阻来调节三角波的频率.芯片还可以输出一个指示信号 $PGOOD$,说明实际输出电压是否在额定值的 $\pm 10\%$ 之内.为了减小电源启动时的过冲,我们还设计了一个软启动电路^[6],使输出电压在启动时缓慢上升.

4 部分电路结构及模拟结果

下面首先分析芯片中部分电路的结构和 HSPICE 模拟结果,然后给出以该芯片为核心构成的同步整流式开关电源系统由初始启动到最后稳定过程的 HSPICE 模拟结果.

4.1 三角波发生器电路

三角波发生器是 PWM 控制器的一个重要组成部分,它输出高低电平固定的等腰三角波,将误差放大器的输出与此三

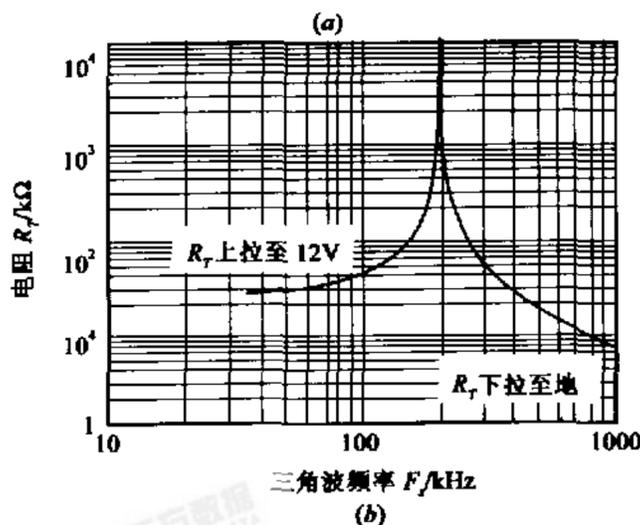
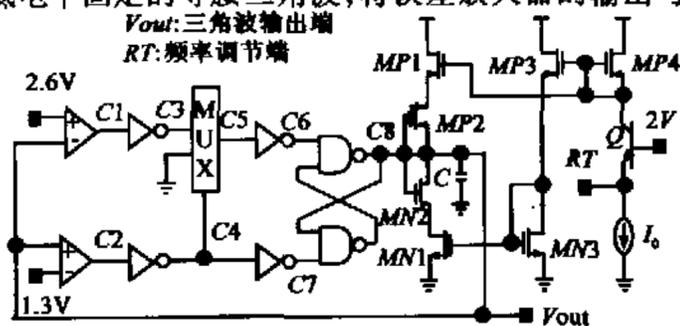


图 3 三角波发生器电路.(a)电路图,(b)特性曲线

角波进行比较,就可以得到脉宽调制信号.由于提高三角波的频率可以减小输出电压的纹波,而降低三角波的频率可以减小功率 MOS 管的开关功率损耗,所以为了满足不同场合的需要,该三角波的频率需要通过外电路很方便地进行调节.

我们设计的三角波发生器电路如图 3(a)所示. V_{out} 端输出高低电平分别为 2.6V 和 1.3V、频率可调的三角波, RT 端为外部的频率调节端.输出的三角波是利用对电容 C 进行恒流充放电得到的,其中左部分的逻辑电路控制对电容 C 的充放电,右部分的电流镜电路保证对电容 C 的充放电电流相等,从而得到等腰的三角波.

它的工作原理是:当 V_{out} 低于 1.3V 时,2 个比较器的输出 $C1$ 和 $C2$ 分别为高、低电平,从而 $C3 = 0$ 、 $C4 = 1$. $C4$ 为 2 选 1 电路控制端,当 $C4 = 1$ 时, $C5 = 0$. 所以此时 $C6 = 1$ 、 $C7 = 0$,从而 $C8 = 0$,NMOS 管 $MN2$ 关断,PMOS 管 $MP2$ 开启,使得流经 $MP1$ 管的电流通过 $MP2$ 管,对电容 C 进行恒流充电,从而 V_{out} 线性上升.当 V_{out} 上升到超过 1.3V 时, $C2$ 变为高电平、 $C1$ 不变.此时 $C4 = 0$ 、 $C5 = C3 = 0$ 、 $C6 = C7 = 1$,触发器处于维持状态,继续保持对电容 C 的恒流充电,使 V_{out} 继续线性上升.当 V_{out} 上升到超过 2.6V 时, $C1$ 翻转为低电平、 $C2$ 保持不变,使得 $C4 = 0$ 、 $C5 = C3 = 1$ 、 $C7 = 1$ 、 $C6 = 0$,触发器输出 $C8 = 1$,此时 $MP2$ 关断、 $MN2$ 开启,电容 C 上的电荷通过 $MN2$ 和 $MN1$ 对地恒流放电,使 V_{out} 线性下降,直到低于 1.3V 后触发器再次翻转.如此周而复始,使 V_{out} 在 1.3V 到 2.6V 之间变化.电路中 $MP3$ 与 $MN3$ 的宽长比之比和 $MP1$ 与 $MN1$ 之比相等,所以电容的充放电电流相等,从而保证 V_{out} 为等腰三角波.

RT 端是频率控制端,通过在 RT 端外接不同阻值的电阻以及不同连接方式可以控制三角波发生器的频率.当 RT 外接一个下拉电阻到地时,由于 RT 端保持 1.3V 左右的电压,所以流过 NPN 管 Q 的电流 I_{ce} 增加,使得对电容 C 的充放电电流也相应增加, V_{out} 线性变化的速度加快,由于高低电平仍保持不变,所以三角波的频率加快.当 RT 外接一个上拉电阻到 12V 电源时,由于电流镜 I_0 值不变,而部分电流将流经上拉电阻支路,使得流过 NPN 管 Q 的电流 I_{ce} 减小,对电容 C 的充放电电流也相应减小, V_{out} 线性变化的速度减慢,此时三角波频率将降低.

在实际电路中,偏置电流 I_0 为 $50\mu A$, RT 端电压保持为 1.3V. 设 RT 端不外接电阻时三角波频率为 200kHz,则当外接一个下拉电阻 R_T 到地时,由计算可得三角波频率 F_S 为

$$F_S = 200\text{kHz} + \frac{5.2 \times 10^6}{R_T(\text{k}\Omega)} \quad (1)$$

如果外接一个上拉电阻 R_T 到 12V 电源,由计算可得三角波频率 F_S 为

$$F_S = 200\text{kHz} - \frac{4.28 \times 10^7}{R_T(\text{k}\Omega)} \quad (2)$$

三角波发生器频率 F_S 与外接电阻 R_T 的关系曲线如图 3(b)所示.

4.2 电压转换电路

为了使开关电源具有过压保护功能,需要判断实际输出

电压是否超过额定值的 115%;为了检测输出电压是否满足 CPU 的要求,还需要判断实际输出电压是否在额定值的 90%~110%之间.为此,我们设计了一个电压转换电路,输出这三种电压,其电路如图 4 所示,实际输出电压与这三种电压进行比较就可以得出相应的结论.图中 V_{DACOUT} 为是前一级 5 位 D/A 转换器输出的额定电压值, V_1 、 V_2 和 V_3 为三个输出电压,分别为额定值 V_{DACOUT} 的 115%、100% 和 90%, \overline{PGOOD} 为实际输出电压是否在额定值的 $\pm 10\%$ 之内的标志信号 $PGOOD$ 的反相信号, $PGOOD$ 为高电平表示输出电压在允许范围内,反之则表示超出允许范围.

电压转换电路的工作原理是:误差放大器与 NMOS 管 M_1 、电阻 R_5 和 R_6 共同形成一个负反馈电压跟随器,使 V_4 近似等于 V_{DACOUT} . 4 个 PNP 管 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 形成威尔逊电流镜,保证两条支路电流相等.通过调整电阻的比值可以使右边支路的三组输出

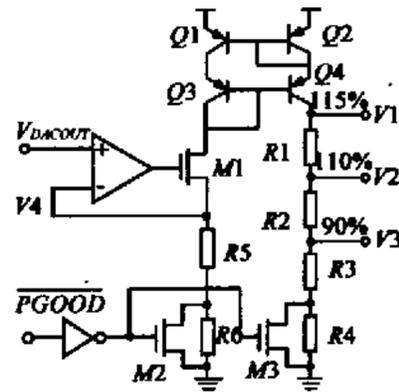


图 4 电压转换电路图

电压 V_1 、 V_2 和 V_3 与左边支路电压 V_4 保持一定的比例.由 \overline{PGOOD} 信号通过一个反相器控制的两个 NMOS 管 M_2 和 M_3 的作用是使 V_3 和 V_2 在电源不同工作状态时有不同的值,其中电源启动时 V_3 为额定电压 V_{DACOUT} 的 92%,略高于稳定工作时的 90%,这是因为启动阶段开关电源输出电压在上升时会有一些波动,如果将它与一个固定不变的值进行比较就有可能使 $PGOOD$ 信号在一段时间内不停地变化,使 CPU 的工作状态来回改变.为了避免这种现象发生,就要求 V_3 在 $PGOOD$ 为低电平时的值比 $PGOOD$ 为高电平时的值高一些,类似于一个在不同的翻转状态有不同阈值的迟滞比较器.当开关电源启动时,输出电压还未达到额定值的 92% 时, $PGOOD$ 保持低电平, M_2 和 M_3 管关闭.由于左右两条支路的电流相等,所以只要满足

$$(R_3 + R_4) / (R_5 + R_6) = 92\% \quad (3)$$

就可以保证此时 V_3 为 V_{DACOUT} 的 92%.一旦输出电压上升到

超过 V_{DACOUT} 的 92%, $PGOOD$ 就会由高电平翻转为低电平,此时 M_2 和 M_3 强导通,电阻 R_4 和 R_6 近似为短路,如果满足

$$R_3 / R_5 = 90\% \quad (4)$$

则可保证此时 V_3 为 V_{DACOUT} 的 90%.所以,后级用于产生 $PGOOD$ 信号的下限电压比较器的输入上升阈值为 92%,输入下降阈值为 90%,迟滞为 2%.

同理,对 V_2 而言,只要满足

$$(R_2 + R_3) / R_5 = 110\% \quad (5)$$

$$(R_2 + R_3 + R_4) / (R_5 + R_6) = 108\% \quad (6)$$

就可以保证后级用于产生 $PGOOD$ 信号的上限电压比较器的输入上升阈值为 110%,输入下降阈值为 108%,迟滞也为 2%.

因为开关电源过压阈值为额定值的 115%,所以当 $PGOOD$ 为低电平时 V_1 为 V_{DACOUT} 的 115%,故要求

$$(R_1 + R_2 + R_3 + R_4) / (R_5 + R_6) = 115\% \quad (7)$$

因为电压 V_1 只对开关电源的过压判断有影响,对 $PGOOD$ 信号不会有影响,所以不需要象 V_2 和 V_3 那样产生两种迟滞阈值.

4.3 开关电源启动过程模拟

除了前面介绍三角波发生器电路和电压转换电路以外,同步整流式 PWM 控制器还包括 5 位 D/A 转换器、误差放大器、电压启动电路、软启动电路、过流与过压保护电路、数字控制逻辑电路、上下级输出驱动电路和产生各种基准电压与电流的电路,它们与外部的各种电阻、电容、电感和功率 MOS 管共同构成一个同步整流式降压型开关电源系统.

本文对图 2 所示的同步整流式降压型开关电源系统的启动过程进行了模拟,得到了它的输出电压由缓慢启动到最后稳定的 HSPICE 模拟结果,如图 5 所示,模拟所设定的输出电压为 2.5V,稳定时的负载电流为 14A.图中软启动 SS 端电压 V_{SS} 在启动时由 0V 开始缓慢上升,当超过三角波最低电平 1.3V 时 $UGATE$ 端脉宽调制波占空比逐渐增加,使得开关电源输出电压 V_{OUT} 迅速上升,直到接近 V_{SS} ,然后软启动过程使得 V_{OUT} 随着 V_{SS} 缓慢上升,直到预先设定的 2.5V 左右才稳定下来, V_{SS} 会继续上升到 4V.整个启动过程在 20ms 左右完成,而且 V_{OUT} 并没有明显的启动过冲,这对 CPU 的正常工作非常重要.

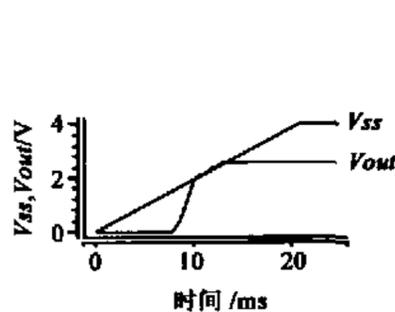


图 5 启动过程的 HSPICE 模拟结果

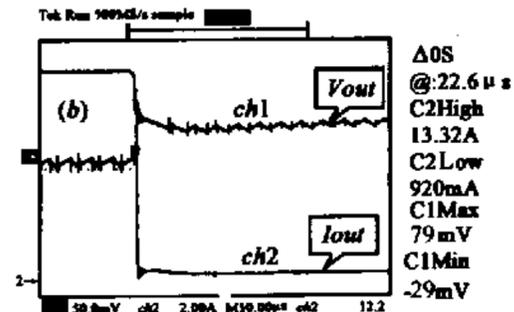
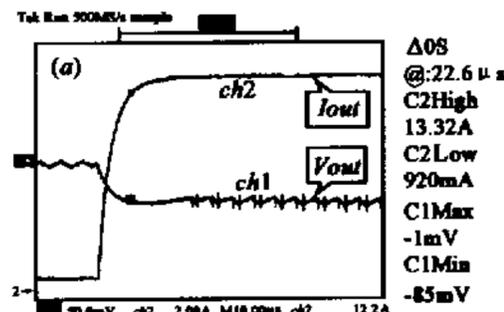


图 7 瞬态特性的示波器测试波形

5 芯片测试结果

考虑到输出电压精度和驱动能力的要求,芯片采用 $1.7\mu\text{m}$ BiCMOS 工艺制作,因为 BiCMOS 工艺不仅可以降低放

大器的失调、减小噪声的干扰,还可以为外部的功率 MOS 管提供较强的驱动能力.该芯片的显微照片如图 6 所示,尺寸为 $2 \times 1.8\text{mm}^2$.

以该芯片为核心建立了一个应用于 Pentium II 系列计算