

实现 30mW 空载待机损耗

当美国及欧洲监管机构提出了降低离线充电器和类似设备的空载损耗计划时，大多数电源供应设计者最不希望所发生的事情是：五大手机制造商联合要求待机功耗需降为目前的五分之一——目标值 30mW 或更低，这是个电源设计厂商难以达成的目标。

正如产品设计厂商所了解的，美国监管机构和欧盟委员会一直以来，都非常重视离线电源供应器的最低效率要求。第一阶段的法规要求解决的就是外部电源，例如行动装置的充电器。当这些设备作用时，最低 70%左右的效率并不难达到。同样地，当今 250mW-300mW 的空载损耗要求也容易达成——欧盟委员会的 150mW 的规范也将于 2011 年正式生效。但是，由 LG、Motorola、Nokia、Samsung、和 Sony Ericsson 所共同制定的新五星标准，将彻底改变这样的状况——达到真正「绿色」性能——30mW 空载损耗目标，如表 1 所示：

| No-load consumption score chart | |
|------------------------------------|----------------------|
| Five stars = most energy efficient | |
| ★★★★★ | $\leq 0.03W$ |
| ★★★★ | $> 0.03W$ to $0.15W$ |
| ★★★ | $> 0.15W$ to $0.25W$ |
| ★★ | $> 0.25W$ to $0.35W$ |
| ★ | $> 0.35W$ to $0.5W$ |
| No Stars | $> 0.5W$ |

表 1：五大手机制造商制定的空载损耗星级标准

满足如此低的空载损耗目标并不是件容易的事。举例来说，减少空载损耗的其中一个副作用是在空/满载切换时，会因较长的恢复时间而造成较大的压降。在某些状况下，

输出电压在电路的响应之前会掉至 0V。这是由于许多控制芯片制造商为了达到严峻的空载损耗要求而采用非常低的开关频率，让控制芯片不能快速响应负载变化。如何确保电路设计能同时够符合 30mW 空载损耗、快速启动以及空/满载性能切换功能，是设计厂商必须要解决的重要课题。

减少空载损耗

考虑 30mW 空载损耗电路设计的挑战，所可能会碰到的问题和解决方案。采用 CamSemi 的 C2161PX2、C2162PX2 控制芯片，其最大输出功率分别为 4W 和 8W。此芯片采用初级侧调节的反激式拓扑设计，以提供全电压输入转换功能，除了可以提供稳定的恒流 / 恒压功能外，完全不需要使用光耦、参考电压及相关组件等典型次级反馈的反激式电路设计—如图 1 所示：

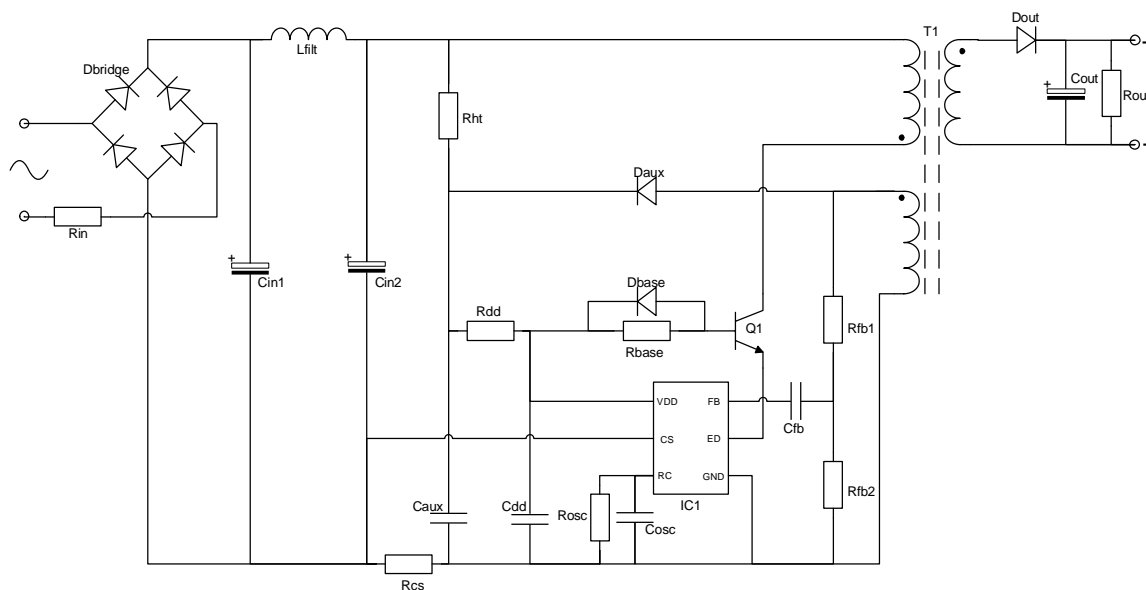


图 1：低于 30mW 空载损耗的初级侧调节基本电路

全波整流器后端的 LC 滤波器消除并减弱高压直流端的噪声干扰。为达到最佳的性能，电容 Cin1 和 Cin2 应采用低阻抗、低漏泄类型，廉价的 105°C 级别的元器件是普遍可

接受的。低阻值的 R_{in} 电阻提供浪涌电流保护，根据安规机构的要求，它可以是一个保险丝组件。准谐振切换技术充分降低了传导的 EMI，因此 L1 可以选用较低的电感量以及直流阻抗。

高压端提供 T1 的主要电流以及经电阻 R_{ht} 提供 IC1 的启动电流。IC1 采用 3.3V CMOS 制程，启动时最大电流为 7 μ A，因此可以选用很高的 R_{ht} 阻值，以减少损耗；即使如此，启动时间仍少于 1s。待机时，IC1 最多从主要辅助绕组端接受 2mA 电流，并内部调整 VDD 的准位。总体来说，启动并保持 IC1 在空载条件下 1KHz 左右的开关频率，其工作时所需的功耗约为 12-14mW。另一大功率消耗组件为假负载 R_{out} ，其功耗约为 10mW 左右。其目的在无外加负载时，平衡系统的功率损耗，以确保输出电压的稳定。其它的寄生损耗，如变压器等的寄生损耗在空载时约为 2mW，而总体待机功耗约为 25mW 左右。

从空载切换的动态响应

由于采用周期波形检测，CamSemi 的斜率检测技术即使是在低开关频率时，也能提供快速的动态响应。图 3 显示了从空载到满载 500mA 时的切换过程：

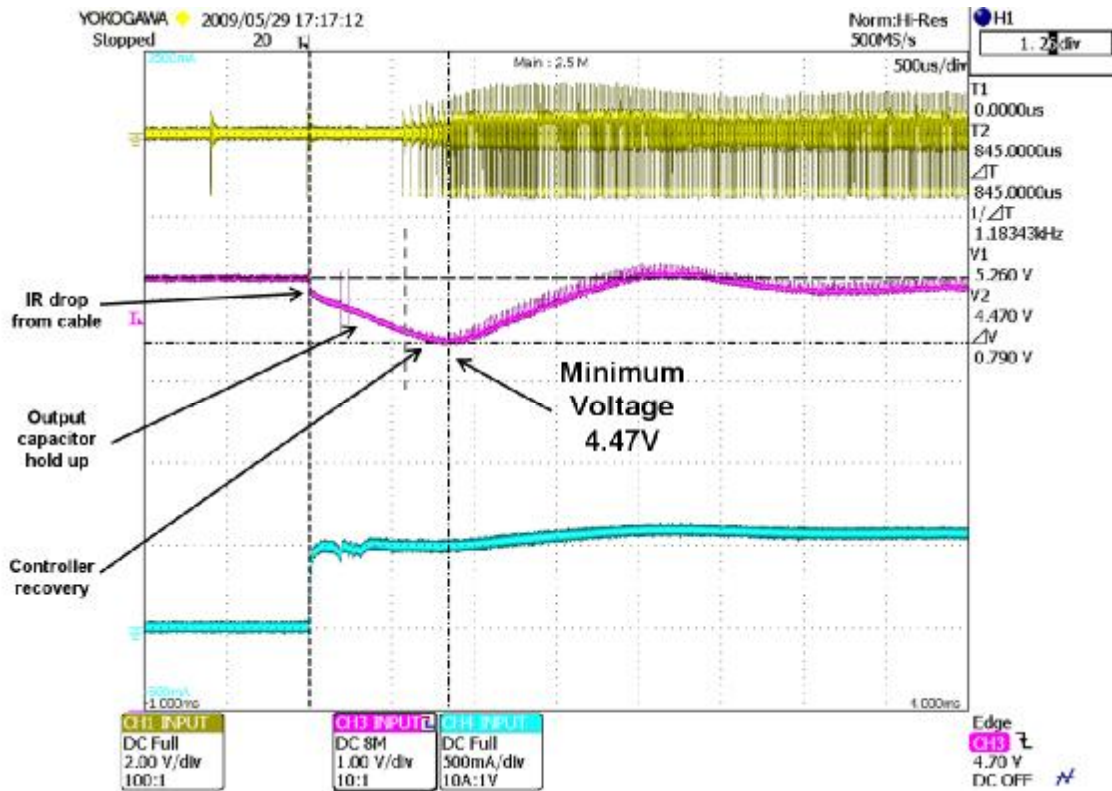


图 3: 周期取样实现从空载切换时快速的动态响应

底部的波形为负载变化，它引起了其上面输出电压波形的下降。首先，下降的陡峭部分取决于外部因素（如缆线的直流组抗）造成的 IR 损耗。接着较缓的下降部分是由于输出电容的放电以保持输出电压。此时控制芯片侦测到感应电压的跌落，立刻提高其开关频率，如顶部的曲线所示。如此将压降限制在低于 0.8V 以内，并在 4ms 内稳定输出电压，符合了 CamSemi AD-2971 参考设计中最大 10ms 的恢复时间的规格。

实现稳定的恒流 / 恒压调节

虽然初级侧调节线路并不陌生，但±5%电压和电流调节精度的设计远远超过其竞争性产品典型±10 - 15%的性能。其关键在于测量输出电压和电流的独家专利技术。控制芯片通过调节主开关功率晶体管 Q1 的电流和开关频率来响应输出负载变化。最小开关频率取决于空载条件下控制芯片和假负载的状况，而最高频率(满载时)由 C_{osc} 和

Rosc 来设定。以 C2161/2162PX2 来说，这个最高频率在 36 – 66 kHz 之间。由变压器的变比决定最大占空比，一般离线式电源设计在最低输入电压下，最大占空比为 50%，必须工作在非连续导通模式下。

如图 1 所示，控制芯片以共射极的方式驱动 Q1 的发射极来接通 T1，有效且安全地驱动低成本的功率晶体管而不是比较昂贵的 MOSFET。对控制芯片 ED 脚上的斜率限制将传导和辐射干扰减至最低。回授电阻 Rfb1 和 Rfb2 依比例缩放 T1 初级侦测绕组所感应的波形，而 Cfb1 阻断直流成分，并将反馈波形置于控制芯片的供电电压范围内，这让芯片可以检查如图四所示的整个反馈波形而不仅仅是竞争对手方案一般仅取样正向部分。

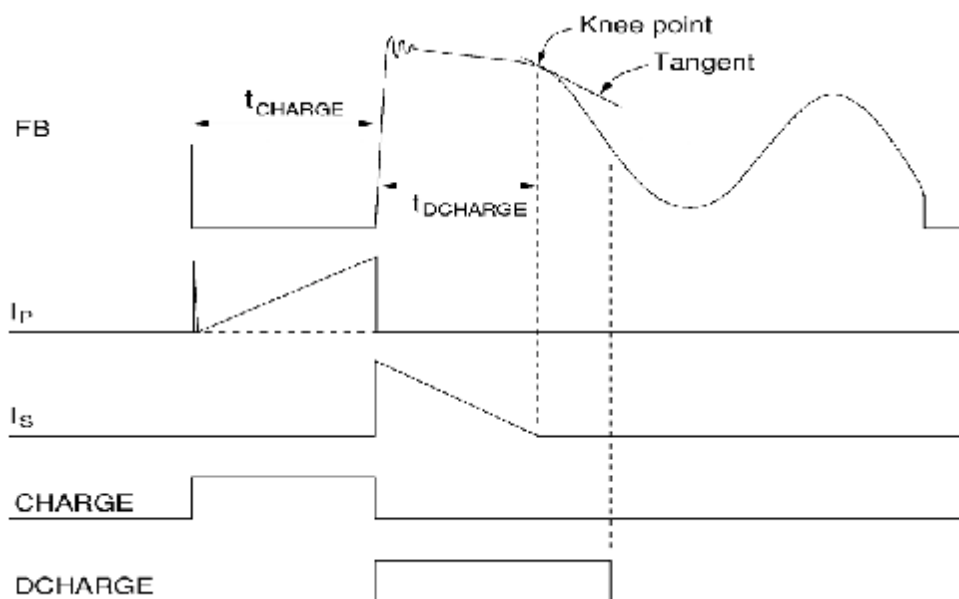


图 4：回授和电流波形和取样点

如图，FB 是芯片取样反馈波形的脚，Ip 代表通过初级侦测电阻 Rcs 的电流波形，而 Is 代表次级输出的电流。因此只有在反激期间 tDCHARGE，才可以检测到输出电压，由于次级电流 Is 必定有电流降为零的转折点，所以最精确的电压取样点亦在此。

精确决定折点是非常重要的。Camsemi 独有的斜率侦测技术结合了模拟、高速取样和信号处理等技术，来侦测从 tDCHARGE 状态瞬变降至 0 交叉点波形的 dv/dT 变化率。如图 5A 所示，tDCHARGE 时间的斜率是输出电流与额定功率时电路阻抗的函数，而图 5B 折点和零交叉点之间的周期是变压器自身谐振频率的 1/4。在这两个已知斜率之间，取一基准斜率(dv/dt)来确立取样点，如图 5C 所示。

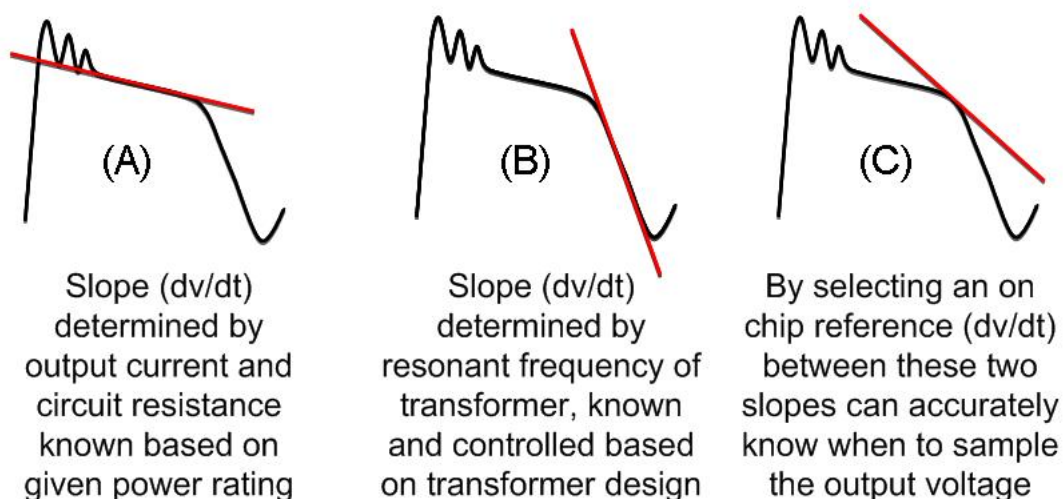


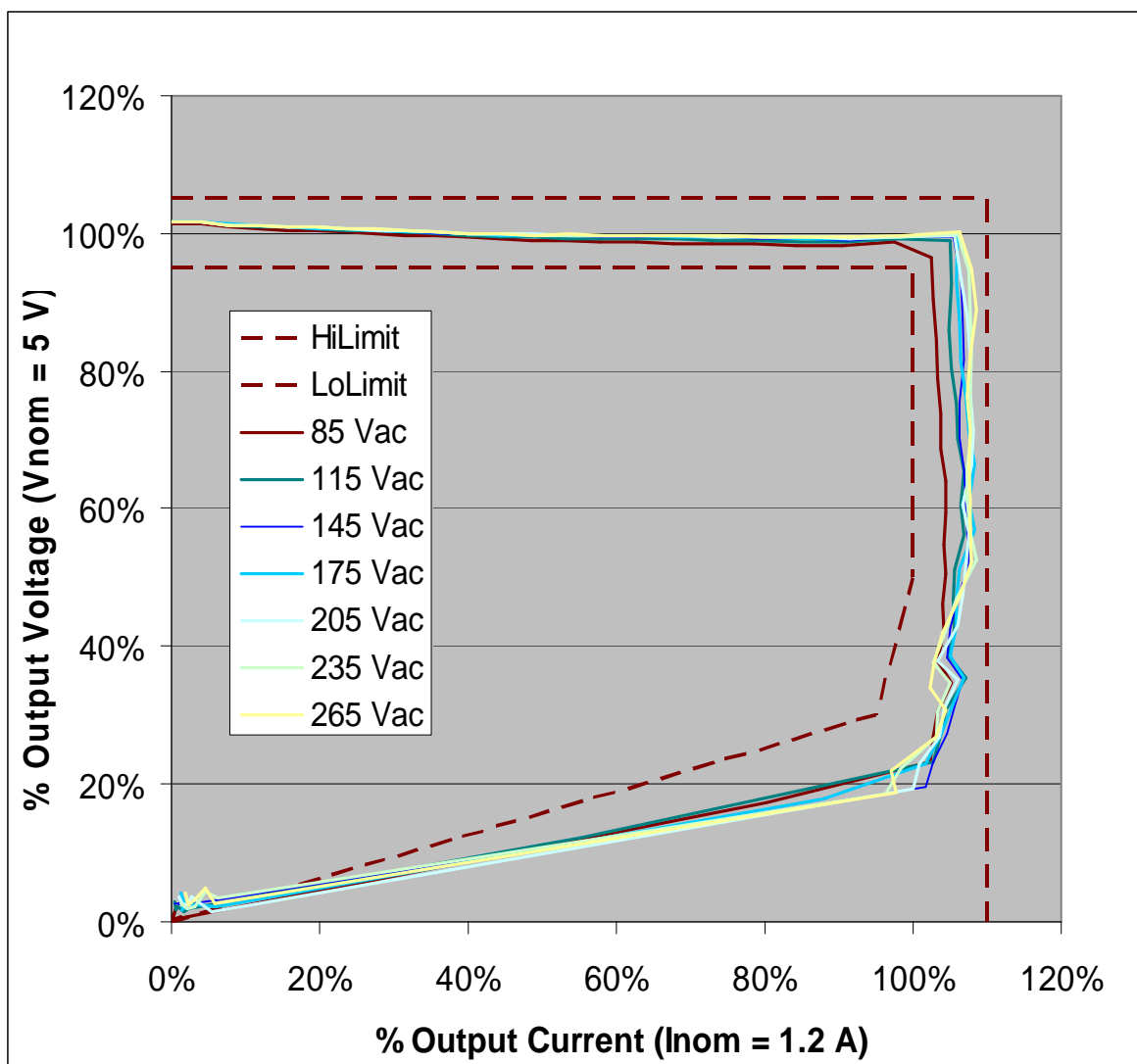
图 5: 独有的斜率检测技术改善电压和电流精度

由于可以直接从 FB 波形测量 tCHARGE 以及 tDCHARGE 精确值，就可以透过变压器感应以及平均电流侦测电阻 Rcs 所产生的电压来决定输出电流值。忽略掉 Q1 导通后紧跟的短暂前缘电流，当初级 Ip 电流上升到达尖峰时，次级电流才开始导通。次级平均电流计算公式如下，

$$I_{OUT} = K \frac{t_{DCHARGE}}{t_{CHARGE}} \langle I_P \rangle$$

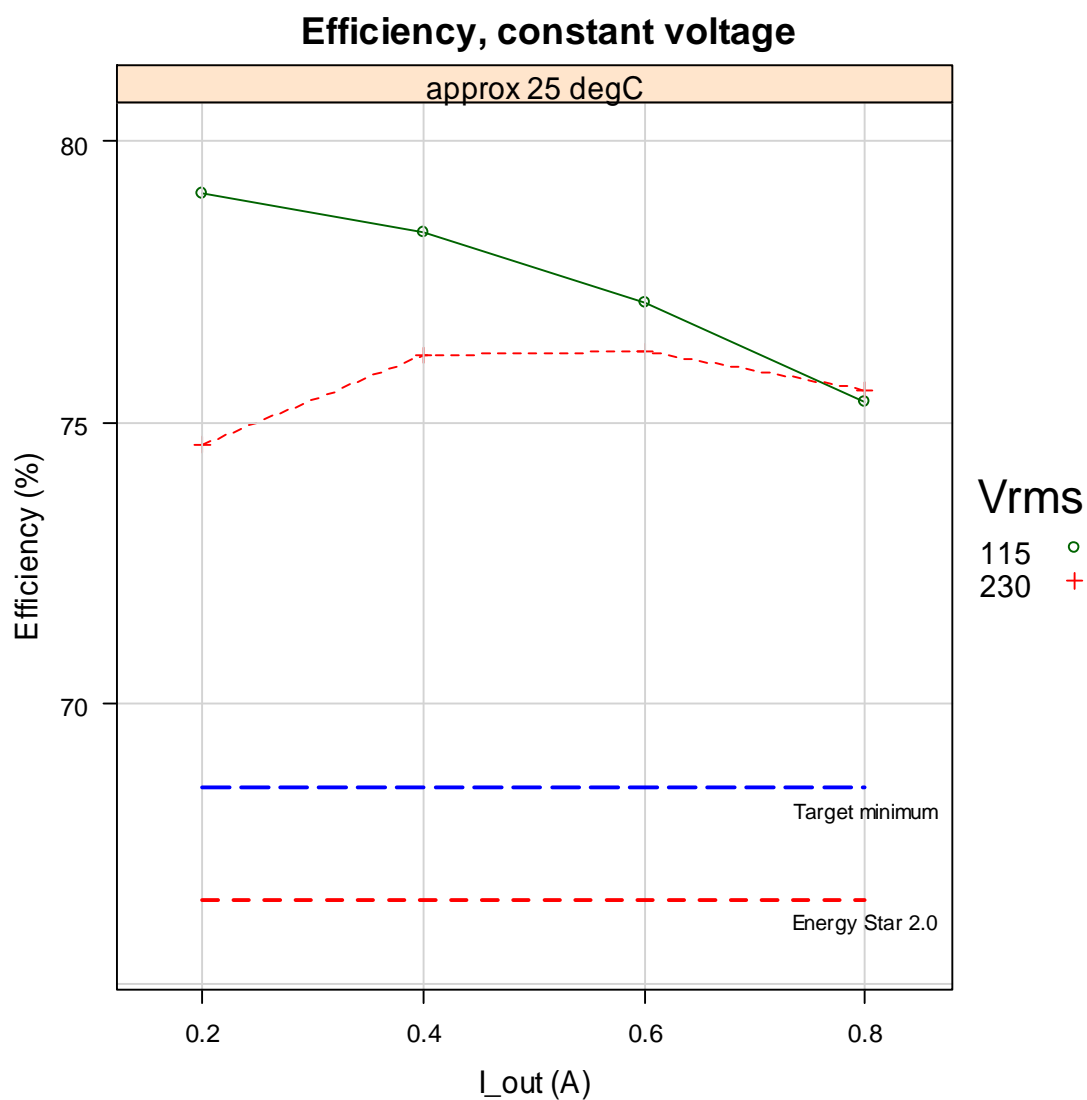
其中 K 是变压器的变比。

CamSemi 专利的斜率检测技术对取得最佳电流调节性能是至关重要的。图 6 显示 C2161/2162PX2 典型的恒流 / 恒压充电器的输出特性，输出电压纹波限制在低于 200mV，而且不需要任何次级检测组件。



图六: C2161PX2 and C2162PX2 达到 $\pm 5\%$ 电压和电流调节且无需次级检测组件。

斜率检测技术的另一个出色的特性在于变压器电流切换发生在接近零电压时。如此可以在有效降低辐射的同时，提升效率和减小切换组件应力。CamSemi 的 AD-2971 参考设计为全电压输入 4.8W 充电器，在最差的情况下，EMI 传导值低于 EN 55022 的规范，同时超过 6 dB 的余量，且在恒压模式下的四点平均效率超过 75%，轻松满足能源之星 2.0 和欧盟 CoC V4 的要求。其结果如图 7 所示：



图七：4.8W 充电器的四点效率测量值轻松超越法规要求

结论

对移动电话充电器来说，要达到五星级 30mW 空载损耗是非常困难的。有些技术能做到这一点但会导致其它方面的问题，例如动态响应。CamSemi 的 C2160 系

列控制芯片能够在达成这些要求状况下，同时在各个方面达到最佳平衡，而不需牺牲任何效能。