



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106300469 B

(45)授权公告日 2019.10.22

(21)申请号 201510278591.3

(22)申请日 2015.05.27

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 106300469 A

(43)申请公布日 2017.01.04

(73)专利权人 福州瑞芯微电子股份有限公司

地址 350003 福建省福州市鼓楼区软件大道89号18号楼

(72)发明人 王新成 吴旭 李亮 施乐宁

(74)专利代理机构 上海光华专利事务所(普通合伙) 31219

代理人 徐秋平

(51)Int.Cl.

H02J 7/00(2006.01)

(56)对比文件

CN 102201699 A,2011.09.28,

CN 201053983 Y,2008.04.30,

CN 101604858 A,2009.12.16,

CN 101657959 A,2010.02.24,

CN 101317169 A,2008.12.03,

US 2014266121 A1,2014.09.18,

审查员 刘茜

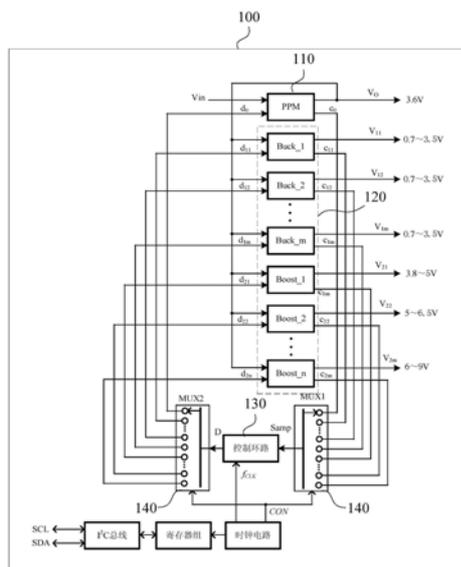
权利要求书2页 说明书10页 附图7页

(54)发明名称

数字功率管理单元及管理方法

(57)摘要

本发明提供一种数字功率管理单元及管理方法,数字功率管理单元包括:1个电源路径管理器;至少1个开关变换器,与电源路径管理器相连;1个数字控制环路,通过切换模块与各开关变换器和电源路径管理器分别相连,包括:采样模块,将开关变换器或电源路径管理器的输出信号采样量化成样值;比较模块,将样值和基准参考信号比较,获得误差数据;补偿模块,对误差数据进行补偿校正,获得补偿数据;数字脉宽调制模块,将补偿数据转换成脉冲宽度信号,用以对开关变换器或电源路径管理器进行管理控制。本发明采用多个开关变换器和PPM共享一个数字控制环路的方案,控制稳定,精确性高,使得产品设计周期缩短一半,成功概率增加3倍,成品率提高3%。



1. 一种数字功率管理单元,其特征在于,所述数字功率管理单元包括:
 - 1个电源路径管理器;
 - 至少1个开关变换器,与所述电源路径管理器相连;
 - 1个数字控制环路,通过切换模块与各开关变换器和所述电源路径管理器分别相连,用以分别对各开关变换器和所述电源路径管理器单独进行管理控制;所述数字控制环路包括:
 - 采样模块,将所述开关变换器或所述电源路径管理器的输出信号采样量化成样值;
 - 比较模块,与所述采样模块相连,将所述样值和基准参考信号比较,获得误差数据;
 - 补偿模块,与所述比较模块相连,对所述误差数据进行补偿校正,获得补偿数据;
 - 数字脉宽调制模块,与所述补偿模块相连,将补偿数据转换成脉冲宽度信号,用以对所述开关变换器或所述电源路径管理器进行管理控制;
 - 所述数字脉宽调制模块包括:
 - $\Delta-\Sigma$ 调制器,利用噪声整形技术降低所述补偿数据的噪声提高信噪比,获得第一时钟频率的脉冲;
 - 多相移相器,与所述 $\Delta-\Sigma$ 调制器相连,将所述第一时钟频率的脉冲分割成8相,获得第二时钟频率的脉冲;
 - 计数量化器,与所述 $\Delta-\Sigma$ 调制器和多相移相器分别相连,利用所述第一时钟频率的脉冲和所述第二时钟频率的脉冲生成与所述补偿数据的精度对应的第三时钟频率的脉冲。
2. 根据权利要求1所述的数字功率管理单元,其特征在于:所述开关变换器包括Buck变换器,Boost变换器,Buck-Boost变换器,SEPIC变换器,Cuk变换器,或/和Zeta变换器。
3. 根据权利要求1所述的数字功率管理单元,其特征在于,所述补偿模块包括:
 - 查找表,存储有与各开关变换器和所述电源路径管理器对应的通道补偿参数;所述通道补偿参数包括通道滤波参数和通道环路延迟;
 - 运算器,与所述查找表相连,根据所述通道补偿参数对所述误差数据进行补偿运算。
4. 根据权利要求1所述的数字功率管理单元,其特征在于,所述电源路径管理器包括:
 - 锂电池充电器,用于将外接电源的电压转换成充电电池的充电电压;
 - 路径开关模块,用于对所述充电电池的充放电进行管理;
 - 数字逻辑管理模块,与所述锂电池充电器和路径开关模块分别相连,根据所述外接电源和充电电池的电压大小输出用于控制所述外接电源或充电电池供断电的驱动信号。
5. 根据权利要求4所述的数字功率管理单元,其特征在于,所述电源路径管理器还包括与所述数字逻辑管理模块和充电电池分别相连的电量计,所述电量计包括:
 - 电池温度检测模块,与所述充电电池和所述数字逻辑管理模块分别相连,在充电过程中实时检测所述充电电池的温度;
 - 电池电压电流检测模块,与所述充电电池和所述数字逻辑管理模块分别相连,在所述数字逻辑管理模块的控制下开始或停止实时检测所述充电电池的电压或/和电流;
 - ADC模块,与所述电池电压电流检测模块和所述数字逻辑管理模块分别相连,将所述充电电池的电压或/和电流转换成电压或/和电流数据,传送至所述数字逻辑管理模块;
- 所述数字逻辑管理模块还用于在充电过程中根据充电电流和充电时间获取所述充电电池的实时容量,在放电过程中利用安时积分、内阻测试、和开路电压测试精确测量出所述

充电电池的剩余电量。

6. 一种数字功率管理方法,其特征在于,所述数字功率管理方法包括:利用一个数字控制环路分别对功率管理单元中的各开关变换器和电源路径管理器单独进行管理控制,所述数字控制环路的稳压控制方法包括:

将所述开关变换器或所述电源路径管理器的输出信号采样量化成样值;

将所述样值和基准参考信号比较,获得误差数据;

对所述误差数据进行补偿校正,获得补偿数据;

将补偿数据转换成脉冲宽度信号,用以对所述开关变换器或所述电源路径管理器进行管理控制;所述将补偿数据转换成脉冲宽度信号的一种实现过程包括:利用噪声整形技术降低所述补偿数据的噪声提高信噪比,获得第一时钟频率的脉冲;将所述第一时钟频率的脉冲分割成8相,获得第二时钟频率的脉冲;利用所述第一时钟频率的脉冲和所述第二时钟频率的脉冲生成与所述补偿数据的精度对应的第三时钟频率的脉冲。

7. 根据权利要求6所述的数字功率管理方法,其特征在于:

所述对所述误差数据进行补偿校正的一种实现过程包括:存储与各开关变换器和所述电源路径管理器对应的通道补偿参数,根据所述通道补偿参数对所述误差数据进行补偿运算;所述通道补偿参数包括通道滤波参数和通道环路延迟。

8. 根据权利要求6所述的数字功率管理方法,其特征在于,所述数字功率管理方法还包括:

将外接电源的电压转换成充电电池的充电电压;

对所述充电电池的充放电进行管理;

实时检测所述外接电源和所述充电电池的电压或/和电流;

根据所述外接电源和充电电池的电压大小输出用于控制所述外接电源或充电电池供断电的驱动信号;

在充电过程中实时检测所述充电电池的充电电流和充电时间获取所述充电电池的实时容量;或

在放电过程中利用安时积分、内阻测试、和开路电压测试精确测量出所述充电电池的剩余电量。

9. 根据权利要求8所述的数字功率管理方法,其特征在于,所述数字功率管理方法包括:充电电池单独供电控制模式、外接电源单独供电控制模式、外接电源单独充电控制模式、外接电源供电充电控制模式、和外接电源和充电电池共同供电控制模式;所述外接电源单独充电控制模式还包括线性充电控制模式、和开关充电控制模式。

数字功率管理单元及管理方法

技术领域

[0001] 本发明属于电子电路技术领域,涉及一种功率管理器,特别是涉及一种数字功率管理单元及管理方法。

背景技术

[0002] PMU(Power Management Unit)是一种高度集成的针对便携式电子应用的电源管理方案,在单个芯片中集成了若干个开关和线性电源,这样可实现更高的电源转换效率和更低功耗,及更少的组件数可以适应缩小的板级空间。便携式电子设备是IT类数字产品,市场更新周期短,用电池供电,要求控制精度高,还要求性能参数高度一致。现在的PMU是用模拟电路设计的,受分布参数和模拟器件离散性影响,输出电压精度差,不同批次的产品参数一致性差。例如市面上具有代表性的产品AXP221(全志科技公司)、RC5T619(RICOH)、WM8321(Wolfson)都具有上述缺点。这些缺点造成PMU的设计和生產速度明显跟不上便携式电子器件的发展速度,技术水平落后于整机中的其它部件。PMU中的基本单元是独立的功率模块,具体讲由Buck变换器、Boost变换器、充电器、电量计、电源路径管理模块、I2C总线、寄存器等模块组成。在传统PMU中,Buck变换器、Boost变换器、充电器都需要独立的稳压控制电路,这些稳压控制环路是用模拟电路设计的。但是模拟电路容易受寄生参数、温度和噪声影响,制造工艺的偏差也容易造成器件参数的变化,从而影响控制的精度和产品的一致性。针对这一情况,本发明的控制环路用数字电路实现,利用数字电路的抗干扰性强,对温度和工艺偏差的敏感性低的特点提高控制精度和一致性。并利用高速ADC能使多个稳压电源共用一个控制环路,进一步节约面积和成本,这在模拟电源中是不可行的。

[0003] 如:稳压控制环路的延迟在模拟电路中直接影响频率和相位裕度,它是不确定和无法预测的,只能通过仿真来估计大小,结果有可能造成相位裕量不够,引起控制不稳定。

[0004] 在数字系统中延迟是采样周期为单位计算的,延迟周期可展开成Pade函数或Taylor级数,按需要的精度取有限项就可精确表示环路延迟,得到一致性很高的相位裕度,从而提高了稳定性。

[0005] 模拟PMU中,稳定性补偿是在OP的反馈回路中进行的,受OP有限开环增益和频率响应的影响,补偿参数会产生较大的误差,补偿元件是R,C,集成电阻的误差是20%,集成电容的误差是10%。在数字电源中稳定性补偿是通过PID算法进行的,误差趋近于零,而且一致性极好。数字电路设计可通过FPGA实时验证,所见即所得,有效保证了研发成功概率和缩短了研发时间。

[0006] 此外,消费电子设备使用电池供电,在使用过程中需要实时检测电池的剩余电量。电池的容量受材料、工艺、温度、老化等因素影响,离散性大于40%。

发明内容

[0007] 鉴于以上所述现有技术的缺点,本发明的目的在于提供一种数字功率管理单元及管理方法,用于解决现有PMU中的模拟控制环路易受寄生参数、温度和噪声影响,控制不稳

定,控制误差大的问题。

[0008] 为实现上述目的及其他相关目的,本发明提供一种数字功率管理单元,所述数字功率管理单元包括:1个电源路径管理器;至少1个开关变换器,与所述电源路径管理器相连;1个数字控制环路,通过切换模块与各开关变换器和所述电源路径管理器分别相连,用以分别对各开关变换器和所述电源路径管理器单独进行管理控制;所述数字控制环路包括:采样模块,将所述开关变换器或所述电源路径管理器的输出信号采样量化成样值;比较模块,与所述采样模块相连,将所述样值和基准参考信号比较,获得误差数据;补偿模块,与所述比较模块相连,对所述误差数据进行补偿校正,获得补偿数据;数字脉宽调制模块,与所述补偿模块相连,将补偿数据转换成脉冲宽度信号,用以对所述开关变换器或所述电源路径管理器进行管理控制。

[0009] 可选地,所述开关变换器包括Buck变换器,Boost变换器,Buck-Boost变换器, Sepic变换器,Cuk变换器,或/和Zeta变换器。

[0010] 可选地,所述补偿模块包括:查找表,存储有与各开关变换器和所述电源路径管理器对应的通道补偿参数;所述通道补偿参数包括通道滤波参数和通道环路延迟;运算器,与所述查找表相连,根据所述通道补偿参数对所述误差数据进行补偿运算。

[0011] 可选地,所述数字脉宽调制模块包括: $\Delta-\Sigma$ 调制器,利用噪声整形技术降低所述补偿数据的噪声提高信噪比,获得第一时钟频率的脉冲;多相移相器,与所述 $\Delta-\Sigma$ 调制器相连,将所述第一时钟频率的脉冲分割成8相,获得第二时钟频率的脉冲;计数量化器,与所述 $\Delta-\Sigma$ 调制器和多相移相器分别相连,利用所述第一时钟频率的脉冲和所述第二时钟频率的脉冲生成与所述补偿数据的精度对应的第三时钟频率的脉冲。

[0012] 可选地,所述电源路径管理器包括:锂电池充电器,用于将外接电源的电压转换成充电电池的充电电压;路径开关模块,用于对所述充电电池的充放电进行管理;数字逻辑管理模块,与所述锂电池充电器和路径开关模块分别相连,根据所述外接电源和充电电池的电压大小输出用于控制所述外接电源或充电电池供断电的驱动信号。

[0013] 可选地,所述电源路径管理器还包括与所述数字逻辑管理模块和充电电池分别相连的电量计,所述电量计包括:电池温度检测模块,与所述充电电池和所述数字逻辑管理模块分别相连,在充电过程中实时检测所述充电电池的温度;电池电压电流检测模块,与所述充电电池和所述数字逻辑管理模块分别相连,在所述数字逻辑管理模块的控制下开始或停止实时检测所述充电电池的电压或/和电流;ADC模块,与所述电池电压电流检测模块和所述数字逻辑管理模块分别相连,将所述充电电池的电压或/和电流转换成电压或/和电流数据,传送至所述数字逻辑管理模块;所述数字逻辑管理模块还用于在充电过程中根据所述充电电池的充电电流和充电时间获取所述充电电池的实时容量,在放电过程中利用安时积分、内阻测试、和开路电压测试精确测量出所述充电电池的剩余电量。

[0014] 本发明提供一种数字功率管理方法,所述数字功率管理方法包括:利用一个数字控制环路分别对功率管理单元中的各开关变换器和电源路径管理器单独进行管理控制,所述数字控制环路的稳压控制方法包括:将所述开关变换器或所述电源路径管理器的输出信号采样量化成样值;将所述样值和基准参考信号比较,获得误差数据;对所述误差数据进行补偿校正,获得补偿数据;将补偿数据转换成脉冲宽度信号,用以对所述开关变换器或所述电源路径管理器进行管理控制。

[0015] 可选地,所述对所述误差数据进行补偿校正的一种实现过程包括:存储与各开关变换器和所述电源路径管理器对应的通道补偿参数,根据所述通道补偿参数对所述误差数据进行补偿运算;所述通道补偿参数包括通道滤波参数和通道环路延迟;所述将补偿数据转换成脉冲宽度信号的一种实现过程包括:利用噪声整形技术降低所述补偿数据的噪声提高信噪比,获得第一时钟频率的脉冲;将所述第一时钟频率的脉冲分割成8相,获得第二时钟频率的脉冲;利用所述第一时钟频率的脉冲和所述第二时钟频率的脉冲生成与所述补偿数据的精度对应的第三时钟频率的脉冲。

[0016] 可选地,所述数字功率管理方法还包括:将外接电源的电压转换成充电电池的充电电压;对所述充电电池的充放电进行管理;实时检测所述外接电源和所述充电电池的电压或/和电流;根据所述外接电源和充电电池的电压大小输出用于控制所述外接电源或充电电池供断电的驱动信号;在充电过程中实时检测所述充电电池的充电电流和充电时间获取所述充电电池的实时容量;或在放电过程中利用安时积分、内阻测试、和开路电压测试精确测量出所述充电电池的剩余电量。

[0017] 可选地,所述数字功率管理方法包括:充电电池单独供电控制模式、外接电源单独供电控制模式、外接电源单独充电控制模式、外接电源供电充电控制模式、和外接电源和充电电池共同供电控制模式;所述外接电源单独充电控制模式还包括线性充电控制模式、和开关充电控制模式。

[0018] 如上所述,本发明的数字功率管理单元及管理方法,具有以下有益效果:

[0019] 本发明采用多个开关变换器和PPM共享一个控制环路的方案,该控制环路用数字电路取代模拟电路方式实现,控制稳定,精确性高,使得产品设计周期缩短一半,成功概率增加3倍,成品率提高3%。

附图说明

[0020] 图1显示为本发明实施例所述的数字功率管理单元的一种实现结构示意图。

[0021] 图2显示为本发明实施例所述的Buck变换器的一种实现结构示意图。

[0022] 图3显示为本发明实施例所述的Boost变换器的一种实现结构示意图。

[0023] 图4显示为本发明实施例所述的数字控制环路的一种实现结构示意图。

[0024] 图5显示为本发明实施例所述的采样模块的一种实现结构示意图。

[0025] 图6显示为本发明实施例所述的补偿模块的一种实现结构示意图。

[0026] 图7显示为本发明实施例所述的数字脉宽调制模块的一种实现结构示意图。

[0027] 图8显示为本发明实施例所述的电源路径管理器的一种实现结构示意图。

[0028] 图9显示为本发明实施例所述的数字功率管理方法的一种实现流程示意图。

[0029] 图10显示为本发明实施例所述的步骤S3的一种实现流程示意图。

[0030] 图11显示为本发明实施例所述的步骤S4的一种实现流程示意图。

[0031] 图12显示为本发明实施例所述的数字功率管理方法的另一种实现流程示意图。

[0032] 图13显示为本发明实施例所述的充电电池剩余电量的一种计算方法流程示意图。

具体实施方式

[0033] 以下通过特定的具体实例说明本发明的实施方式,本领域技术人员可由本说明书

所揭露的内容轻易地了解本发明的其他优点与功效。本发明还可以通过另外不同的具体实施方式加以实施或应用,本说明书中的各项细节也可以基于不同观点与应用,在没有背离本发明的精神下进行各种修饰或改变。需说明的是,在不冲突的情况下,以下实施例及实施例中的特征可以相互组合。

[0034] 需要说明的是,以下实施例中所提供的图示仅以示意方式说明本发明的基本构想,遂图式中仅显示与本发明中有关的组件而非按照实际实施时的组件数目、形状及尺寸绘制,其实际实施时各组件的型态、数量及比例可为一种随意的改变,且其组件布局型态也可能更为复杂。

[0035] 请参阅图1,本发明提供一种数字功率管理单元,所述数字功率管理单元100包括:1个电源路径管理器110,至少1个开关变换器120,和1个数字控制环路130。

[0036] 所述开关变换器120与所述电源路径管理器110相连。进一步,所述开关变换器120包括Buck变换器,Boost变换器,Buck-Boost变换器,Sepic变换器,Cuk变换器,或/和Zeta变换器中的一种或几种。在所述开关变换器120中,一种变换器可以设置一个或多个。

[0037] 图1中仅示范性的给出了Buck变换器和Boost变换器,因为这两种变换器应用最普遍。所述Buck变换器的一种实现结构参见图2所示,其由记忆电路、栅极驱动、半桥MOS开关M1\M2、滤波电路LC、采样分压电路R1\R2组成。所述Boost变换器的一种实现结构参见图3所示,其由记忆电路、栅极驱动、储能电感L、同步MOS开关M1/M2、滤波电容C、采样分压电路R1\R2组成。本发明的保护范围不限于图2或3所示的开关变换器120的具体结构。Buck变换器的主要特点是完成低损耗降压,把输入3.6V的锂电池电压根据负载需要降低到3.5~0.7V,步长50mV,通过I²C和寄存器设置和改变输出电压。Boost变换器的主要特点是完成低损耗升压,把输入3.6V的锂电池电压根据负载需要上升到3.8~9V,步长50mV,通过I²C和寄存器设置和改变输出电压。Buck-Boost变换器、Sepic变换器、Cuk变换器、Zeta变换器既可以降压,也可以升压,如果应用需要,就可以选择这些变换器。它们在本发明中与Buck变换器和Boost变换器具有相同的地位,也可以接受控制环路的控制。

[0038] 所述数字控制环路130通过切换模块140与各开关变换器120和所述电源路径管理器110分别相连,用以分别对各开关变换器120和所述电源路径管理器110单独进行管理控制。

[0039] PMU中还有I²C总线、实时时钟RTC、寄存器模块等,这些都是为开关变换器(DC-DC)和电源路径管理器(PPM)服务的普通功能模块,其它PMU中也有这些模块。在传统PMU中,DC-DC和PPM都需要独立的控制电路,这些独立的控制环路是用模拟电路设计的。模拟电路容易受寄生参数、温度和噪声影响。制造工艺的偏差也容易造成器件参数的变化,从而影响控制的精度和产品的一致性。针对这一缺陷,本发明所述的数字控制环路采用数字电路实现,利用数字电路的抗干扰性强,对温度和工艺偏差的敏感性低的特点提高控制精度和一致性。并利用高速ADC能使多个DC-DC和PPM共用一个控制环路,进一步节约了面积和成本,这些优点是模拟电源实现不了的。

[0040] 参见图4所示,所述数字控制环路130包括:采样模块131,比较模块132,补偿模块133,数字脉宽调制模块134。

[0041] 所述采样模块131将所述开关变换器120或所述电源路径管理器110的输出信号采样量化成样值。所述采样模块131的一种实现结构参见图5所示,为模数转换器(ADC),ADC主

要由主延迟线、参考延迟线和编码器组成。但本发明的保护范围不限于图3所示的采样模块131的具体结构。

[0042] 所述比较模块132与所述采样模块131相连,将所述样值和基准参考信号比较,获得误差数据。所述比较模块132的一种实现结构参见图4所示,为加法器,但本发明的保护范围不限于图2所示的比较模块132的具体结构。

[0043] 所述补偿模块133与所述比较模块132相连,对所述误差数据进行补偿校正,获得补偿数据。进一步,所述补偿模块133的一种实现结构参见图6所示,包括:查找表1331,运算器1332。所述查找表1331存储有与各开关变换器和所述电源路径管理器对应的通道补偿参数。所述通道补偿参数包括通道滤波参数和通道环路延迟。所述运算器1332与所述查找表1331相连,根据所述通道补偿参数对所述误差数据进行补偿运算。但本发明的保护范围不限于图4所示的补偿模块133的具体结构。

[0044] 环路的延迟在模拟电路中直接影响频率和相位裕度,它是不确定和无法预测的,只能通过仿真来估计大小,结果有可能造成相位裕量不够,引起控制不稳定。在数字系统中,延迟是以采样周期为单位计算的,延迟周期可展开成Pade函数或Taylor级数,按需要的精度取有限项就可精确表示环路延迟,得到一致性很高的相位裕度,从而提高了稳定性。模拟PMU中稳定性补偿是在OP的反馈回路中进行的,受OP有限开环增益和频率响应的影响,补偿参数会产生较大的误差,补偿元件是R,C,集成电阻的误差是20%,集成电容的误差是10%。在数字电源中稳定性补偿是通过PID算法进行的,误差趋近于零,而且一致性极好。数字电路设计可通过FPGA实时验证,所见即所得,有效保证了研发成功概率和缩短了研发时间。因此,本发明采用的补偿模块133完全解决了模拟延迟电路控制不稳定、以及精度的问题。

[0045] 所述数字脉宽调制模块134与所述补偿模块133相连,将补偿数据转换成脉冲宽度信号,用以对所述开关变换器120或所述电源路径管理器110进行管理控制。所述数字脉宽调制模块134的一种实现结构参见图7所示,所述数字脉宽调制模块134包括: $\Delta-\Sigma$ 调制器1341,多相移相器1342,计数量化器1343。所述 $\Delta-\Sigma$ 调制器1341利用噪声整形技术降低所述补偿数据的噪声提高信噪比,获得第一时钟频率的脉冲。所述多相移相器1342与所述 $\Delta-\Sigma$ 调制器1341相连,将所述第一时钟频率的脉冲分割成8相,获得第二时钟频率的脉冲。所述计数量化器1343与所述 $\Delta-\Sigma$ 调制器1341和多相移相器1342分别相连,利用所述第一时钟频率的脉冲和所述第二时钟频率的脉冲生成与所述补偿数据的精度对应的第三时钟频率的脉冲。但本发明的保护范围不限于图5所示的数字脉宽调制模块134的具体结构。

[0046] 所述数字控制环路的主要特点是用数字方式自动调整输出电压,它把输出电压的采样值量化成如10bit的样值,再与基准参考电压比较后得到误差数据,这个误差数据在PID模块(即补偿模块133)中进行补偿,校正了输出滤波器和环路延迟,之后在DPWM模块(即数字脉宽调制模块134)中变换成脉冲宽度信号,其脉冲宽度与误差信号幅度成正比。数字控制环路是PPM、Buck、Boost及其他类型的变换器共用的,每个通道的滤波参数和环路延迟都不相同,故各自的补偿参数必须储存在查找表中,由多路选择器MUX1和MUX2同步切换。

[0047] 所述电源路径管理器110的一种实现结构参见图8所示,包括:锂电池充电器111,路径开关模块112,数字逻辑管理模块113,电量计114。

[0048] 所述锂电池充电器111用于将外接电源的电压转换成充电电池的充电电压。

[0049] 所述路径开关模块112用于对所述充电电池的充放电进行管理。

[0050] 所述数字逻辑管理模块113与所述锂电池充电器111和路径开关模块112分别相连,根据所述外接电源和充电电池的电压大小输出用于控制所述外接电源或充电电池供断电的驱动信号。

[0051] 所述电量计114与所述数字逻辑管理模块113和充电电池分别相连;所述电量计114包括:电池温度检测模块1141,电池电压电流检测模块1142,ADC模块1143。所述电池温度检测模块1141与所述充电电池和所述数字逻辑管理模块113分别相连,在充电过程中实时检测所述充电电池的温度,防止充电电池因过热而发生爆炸,确保充电电池的安全性。所述电池电压电流检测模块1142与所述充电电池和所述数字逻辑管理模块113分别相连,在所述数字逻辑管理模块的控制下开始或停止实时检测所述充电电池的电压或/和电流。所述ADC模块1143与所述电池电压电流检测模块1142和所述数字逻辑管理模块113分别相连,将所述充电电池的电压或/和电流转换成电压或/和电流数据,传送至所述数字逻辑管理模块113。所述数字逻辑管理模块113还用于在充电过程中根据所述充电电池的充电电流和充电时间获取所述充电电池的实时容量,在放电过程中利用安时积分、内阻测试、和开路电压测试精确测量出所述充电电池的剩余电量。

[0052] 电量计114充电时用安时积分获得电池电量;放电时除了安时积分外,还要用内阻和开路电压参与计算出剩余电量。

[0053] 所述电源路径管理器 (PPM) 110给锂电池 (即充电电池) 充电分线性和开关两种模式,由图8中的M3控制充电模式。

[0054] 1) 线性充电模式:当电量计检测到下面条件1时,数字逻辑管理模块113控制流过M3的电流实现线性充电。这时的M3充当线性调整器的电压调整管,充电器 (即锂电池充电器) 是一个线性恒流电源。条件1为:

[0055] $0V < V_{bat} < 2V$, 充电电流 $I_{chrg} = 40mA$;

[0056] $2V < V_{bat} < 3V$, 充电电流 $I_{chrg} = 200mA$, (0.1C);

[0057] $3V < V_{bat} < 3.6V$, 充电电流 $I_{chrg} = 2A$, (1C);

[0058] 2) 开关充电模式:当电量计检测到下面条件2时,数字逻辑管理模块控制M3处于PWM工作状态,这时的M3充当开关变换器的脉冲宽度开关,充电器 (即锂电池充电器) 是一个开关恒流电源。条件2为:

[0059] $3.6V < V_{bat} < 4.2V$, 充电电流 $I_{chrg} = 2A$, (1C)

[0060] $V_{bat} = 4.2V$, 充电电流 $I_{chrg} = 0.2 \sim 2A$ 。(恒压模式)

[0061] 充电过程中,锂电池充电器中的M1\M2处于开关工作状态,相当于一个降压开关电源。每一次充电过程中,电量计都会根据安时积分器输出的数据计算出此次充电的电池容量,作为下一次放电大计量依据,故所述电源路径管理器具有充电学习功能,不用储存厂家提供的电池特性曲线。

[0062] 电池放电操作过程是建立在安时积分器、电池开路电压测量和内阻测量基础上。放电时锂电池充电器中的M1/M2关断,路径开关模块中的M3打开。电池电流通过M3向负载供电。放电过程中,电量计一直工作,它实时检测电池电压和电池电流,把电压和电流转换成12bit的数据,送到数字逻辑管理模块,执行图13所示的运算过程,得到剩余电量的数值,再经由I²C总线送到图形处理单元GPU,用百分比形式在屏幕上显示出剩余电量。其中,SOC表

示充电电池的荷电状态, SOC_0 表示初始荷电状态, SOC_t 表示实时荷电状态, a 表示充电电池的 $SOC-x/h$ 特性曲线, x/h 表示时间的变量, Δx 表示两次放电的时间间隔, OCV 表示开路电压, b 表示 SOC_0-OCV 特性曲线, C 表示充电电池的总容量, η_1 表示库伦效率, η_2 表示充放电效率, I 表示充/放电电流, t 表示充/放电时间。

[0063] 所述电源路径管理器 (PPM) 中的路径开关模块具有以下五种工作模式:

[0064] 1) 机内电池单独供电模式 (即充电电池单独供电控制模式): 这是最常用的供电模式。图8中的锂电池充电器关闭, M_1 、 M_2 截止, M_3 导通, 机内锂电池 $Batt$ 经由 M_3 给 PMU 的 Back、Boost 以及其它任何连接在电池上的电路和模块供电。

[0065] 2) 外部电源单独供电模式 (即外接电源单独供电控制模式): 当机内没有内置电池时由外部适配器单独给系统供电, 这是一种不常用的供电模式, 只是在工厂测试时会有这种供电方式。

[0066] 3) 外电源给电池充电模式 (即外接电源单独充电控制模式): 在系统关机外部连接适配器时处于这种供电模式, M_3 导通, M_1 和 M_2 处于 PWM 状态, 电量计工作。当电池充满电后, 充电器自动关闭。

[0067] 4) 外电源供电及充电模式 (即外接电源供电充电控制模式): 当电池电量不足, 系统又连接在外部适配器上时处于这一供电模式, M_3 导通, M_1 和 M_2 处于 PWM 状态, 电量计工作。当电池充满电后, M_3 自动关闭, 由适配器单独给系统供电。

[0068] 5) 外电源和电池共同供电模式 (即外接电源和充电电池共同供电控制模式): 当一个容量不足的外电源连接在 V_{in} 端时会处于这一模式。 M_1 / M_2 处于开关状态, M_3 打开, 外电源和机内电池共同给负载供电。电池处于缓慢的放电状态, 当电池电压下降到终止电压时, M_3 关闭。由于外电源容量不足, 不能满足负载电流要求, 触发欠流保护使负载关闭。由于外电源仍连接在 V_{in} 端, 输入电压检测电路通知数字逻辑管理模块开启 M_3 , 使外电源给电池充电, 电量计检测到电池充满后关断 $M_1 \sim M_3$ 。

[0069] 本实施例以 Buck1 为例说明 Buck 变换器的操作过程。当多路复用器 MUX1/2 切换到 Buck1 时, Buck1 与数字控制环路组成自动稳压控制系统。采样模块采集到输出电压的样值 c_{11} , c_{11} 在 ADC 电路中量化成 10bit 的样值数据 D_s , D_s 与基准参考电压 V_{ref} 相减得到误差数据 E_d , E_d 在 PID 中把误差数据乘以补偿函数, 补偿函数包含环路延迟和相位裕度校正参数, 补偿函数的系数储存在查找表中, 运算器把这些系数代入方程中计算出补偿数据 C_d 。在 DPWM 模块中要把补偿数据 C_d 变换成数字宽度脉冲 D 。由于 D 的最低精度是 11bit, 如果 Buck1 的开关频率是 f_s , DPWM 模块所需要的时钟频率是 $f_{LCK} = 2^{11} \times f_s$ 。设 $f_s = 2.5\text{MHz}$, 则 $f_{LCK} = 2^{11} \times 2.5 = 5120\text{MHz}$ 。显然这在技术上是难以实现的, 故补偿数据 C_d 先经过 $\Delta - \Sigma$ 调制器, 用噪声整形技术把 11bit 转换成 7bit, 使时钟频率降低到 $f_{LCK} = 2^7 \times f_s$ 。多相移相器把一个时钟分割成 8 相, 进一步把时钟频率降低到 $f_{LCK} = 2^4 \times f_s$, 使得可以在工程上轻松实现, 用计数量化器产生数字脉冲调宽脉冲 D , 通过多路开关输出 d_{11} , 将 d_{11} 送到记忆电路和栅极驱动去控制 Buck1 的 MOS 开关 M_1 / M_2 , 使输出电压稳定。如果多路开关接通其它通道, d_{11} 则保存在记忆电路中, 待到下次 MUX1/2 连通 Buck1 时再进行更新。

[0070] Boost 变换器的操作过程与 Buck 变换器相同, 只是补偿系数不同。如果 DPMU 中还包括 Buck-Boost 变换器、Sepic 变换器、Cuk 变换器、Zeta 变换器, 操作过程也与 Buck 变换器相同。

[0071] 消费电子设备有多种供电方式,移动使用电池供电,在家或单位使用可用电池供电也可用市电供电,故要设计电源路径管理。在电池供电过程中要实时检测电池的剩余电量。电池的容量受材料、工艺,温度、老化等因素影响,离散性大于40%。在市电供电过程中要给电池充电。本发明所述的数字逻辑管理模块在测量电池容量的算法中增加了学习功能,在充电过程中会记录和储存电池的容量,在放电过程中利用安时积分、内阻测试、开路电压测试等方式精确测量出了电池的剩余电量,误差小于5%,这是模拟控制无法实现的。

[0072] 本发明中,多个开关变换器和PPM共享一个控制环路,该控制环路用数字电路取代模拟电路方式实现,解决了现有PMU中的模拟控制环路易受寄生参数、温度和噪声影响,控制不稳定,控制误差大的问题,其控制稳定,精确性高,使得产品设计周期缩短一半,成功率增加3倍,成品率提高3%。

[0073] 本发明还提供一种数字功率管理方法,该方法可以由本发明所述的数字功率管理单元实现,但该方法的实现装置包括但不限于本发明所述的数字功率管理单元的结构。

[0074] 参见图9所示,所述数字功率管理方法包括:利用一个数字控制环路分别对功率管理单元中的各开关变换器和电源路径管理器单独进行管理控制,所述数字控制环路的稳压控制方法包括:

[0075] S1,将所述开关变换器或所述电源路径管理器的输出信号采样量化成样值。

[0076] S2,将所述样值和基准参考信号比较,获得误差数据。

[0077] S3,对所述误差数据进行补偿校正,获得补偿数据。

[0078] 进一步,参见图10所示,步骤S3所述的对所述误差数据进行补偿校正的一种实现过程包括:

[0079] S31,存储与各开关变换器和所述电源路径管理器对应的通道补偿参数。所述通道补偿参数包括通道滤波参数和通道环路延迟。

[0080] S32,根据所述通道补偿参数对所述误差数据进行补偿运算。

[0081] 环路的延迟在模拟电路中直接影响频率和相位裕度,它是不确定和无法预测的,只能通过仿真来估计大小,结果有可能造成相位裕量不够,引起控制不稳定。在数字系统中,延迟是以采样周期为单位计算的,延迟周期可展开成Pade函数或Taylor级数,按需要的精度取有限项就可精确表示环路延迟,得到一致性很高的相位裕度,从而提高了稳定性。模拟PMU中稳定性补偿是在OP的反馈回路中进行的,受OP有限开环增益和频率响应的影响,补偿参数会产生较大的误差,补偿元件是R,C,集成电阻的误差是20%,集成电容的误差是10%。在数字电源中稳定性补偿是通过PID算法进行的,误差趋近于零,而且一致性极好。数字电路设计可通过FPGA实时验证,所见即所得,有效保证了研发成功概率和缩短了研发时间。因此,本发明采用的补偿模块133完全解决了模拟延迟电路控制不稳定、以及精度的问题。

[0082] S4,将补偿数据转换成脉冲宽度信号,用以对所述开关变换器或所述电源路径管理器进行管理控制。

[0083] PMU中还有I²C总线、实时时钟RTC、寄存器模块等,这些都是为开关变换器(DC-DC)和电源路径管理器(PPM)服务的普通功能模块,其它PMU中也有这些模块。在传统PMU中,DC-DC和PPM都需要独立的控制电路,这些独立的控制环路是用模拟电路设计的。模拟电路容易受寄生参数、温度和噪声影响。制造工艺的偏差也容易造成器件参数的变化,从而影响控制

的精度和产品的一致性。针对这一缺陷,本发明所述的数字控制环路采用数字电路实现,利用数字电路的抗干扰性强,对温度和工艺偏差的敏感性低的特点提高控制精度和一致性。并利用高速ADC能使多个DC-DC和PPM共用一个控制环路,进一步节约了面积和成本,这些优点是模拟电源实现不了的。

[0084] 进一步,参见图11所示,步骤S4所述的将补偿数据转换成脉冲宽度信号的一种实现过程包括:

[0085] S41,利用噪声整形技术降低所述补偿数据的噪声提高信噪比,获得第一时钟频率的脉冲。

[0086] S42,将所述第一时钟频率的脉冲分割成8相,获得第二时钟频率的脉冲。

[0087] S43,利用所述第一时钟频率的脉冲和所述第二时钟频率的脉冲生成与所述补偿数据的精度对应的第三时钟频率的脉冲。

[0088] 进一步,参见图12所示,所述数字功率管理方法还包括:

[0089] S51,将外接电源的电压转换成充电电池的充电电压;

[0090] S52,对所述充电电池的充放电进行管理;

[0091] S53,实时检测所述外接电源和所述充电电池的电压或/和电流;

[0092] S54,根据所述外接电源和充电电池的电压大小输出用于控制所述外接电源或充电电池供断电的驱动信号;

[0093] S55,在充电过程中实时检测所述充电电池的充电电流和充电时间获取所述充电电池的实时容量;或

[0094] S56,在放电过程中利用安时积分、内阻测试、和开路电压测试精确测量出所述充电电池的剩余电量。

[0095] 所述数字功率管理方法包括:充电电池单独供电控制模式、外接电源单独供电控制模式、外接电源单独充电控制模式、外接电源供电充电控制模式、和外接电源和充电电池共同供电控制模式;所述外接电源单独充电控制模式还包括线性充电控制模式、和开关充电控制模式。本发明以图8为例,对上述控制模式的具体过程进行详细描述。

[0096] 1) 机内电池单独供电模式(即充电电池单独供电控制模式):这是最常用的供电模式。图8中的锂电池充电器关闭,M1、M2截止,M3导通,机内锂电池Bat t经由M3给PMU的Back、Boost以及其它任何连接在电池上的电路和模块供电。

[0097] 2) 外部电源单独供电模式(即外接电源单独供电控制模式):当机内没有内置电池时由外部适配器单独给系统供电,这是一种不常用的供电模式,只是在工厂测试时会有这种供电方式。

[0098] 3) 外电源给电池充电模式(即外接电源单独充电控制模式):在系统关机外部连接适配器时处于这种供电模式,M3导通,M1和M2处于PWM状态,电量计工作。当电池充满电后,充电器自动关闭。

[0099] 3.1) 线性充电模式:当电量计检测到下面条件1时,数字逻辑管理模块113控制流过M3的电流实现线性充电。这时的M3充当线性调整器的电压调整管,充电器(即锂电池充电器)是一个线性恒流电源。条件1为:

[0100] $0V < V_{bat} < 2V$, 充电电流 $I_{chrg} = 40mA$;

[0101] $2V < V_{bat} < 3V$, 充电电流 $I_{chrg} = 200mA$, (0.1C);

[0102] $3V < V_{bat} < 3.6V$, 充电电流 $I_{chg} = 2A$, (1C);

[0103] 3.2) 开关充电模式: 当电量计检测到下面条件2时, 数字逻辑管理模块控制M3处于PWM工作状态, 这时的M3充当开关变换器的脉冲宽度开关, 充电器(即锂电池充电器)是一个开关恒流电源。条件2为:

[0104] $3.6V < V_{bat} < 4.2V$, 充电电流 $I_{chg} = 2A$, (1C)

[0105] $V_{bat} = 4.2V$, 充电电流 $I_{chg} = 0.2 \sim 2A$ 。(恒压模式)

[0106] 充电过程中, 锂电池充电器中的M1\M2处于开关工作状态, 相当于一个降压开关电源。每一次充电过程中, 电量计都会根据安时积分器输出的数据计算出此次充电的电池容量, 作为下一次放电大计量依据, 故所述电源路径管理方法具有充电学习功能, 不用储存厂家提供的电池特性曲线。

[0107] 电池放电操作过程是建立在安时积分器、电池开路电压测量和内阻测量基础上。放电时锂电池充电器中的M1/M2关断, 路径开关模块中的M3打开。电池电流通过M3向负载供电。放电过程中, 电量计一直工作, 它实时检测电池电压和电池电流, 把电压和电流转换成12bit的数据, 送到数字逻辑管理模块, 执行图13所示的运算过程, 得到剩余电量的数值, 再经由I²C总线送到图形处理单元GPU, 用百分比形式在屏幕上显示出剩余电量。

[0108] 4) 外电源供电及充电模式(即外接电源供电充电控制模式): 当电池电量不足, 系统又连接在外部适配器上时处于这一供电模式, M3导通, M1和M2处于PWM状态, 电量计工作。当电池充满电后, M3自动关闭, 由适配器单独给系统供电。

[0109] 5) 外电源和电池共同供电模式(即外接电源和充电电池共同供电控制模式): 当一个容量不足的外电源连接在Vin端时会处于这一模式。M1/M2处于开关状态, M3打开, 外电源和机内电池共同给负载供电。电池处于缓慢的放电状态, 当电池电压下降到终止电压时, M3关闭。由于外电源容量不足, 不能满足负载电流要求, 触发欠流保护使负载关闭。由于外电源仍连接在Vin端, 输入电压检测电路通知数字逻辑管理模块开启M3, 使外电源给电池充电, 电量计检测到电池充满后关断M1~M3。

[0110] 综上所述, 本发明有效克服了现有技术中的种种缺点而具高度产业利用价值。

[0111] 上述实施例仅例示性说明本发明的原理及其功效, 而非用于限制本发明。任何熟悉此技术的人士皆可在不违背本发明的精神及范畴下, 对上述实施例进行修饰或改变。因此, 举凡所属技术领域中具有通常知识者在未脱离本发明所揭示的精神与技术思想下所完成的一切等效修饰或改变, 仍应由本发明的权利要求所涵盖。

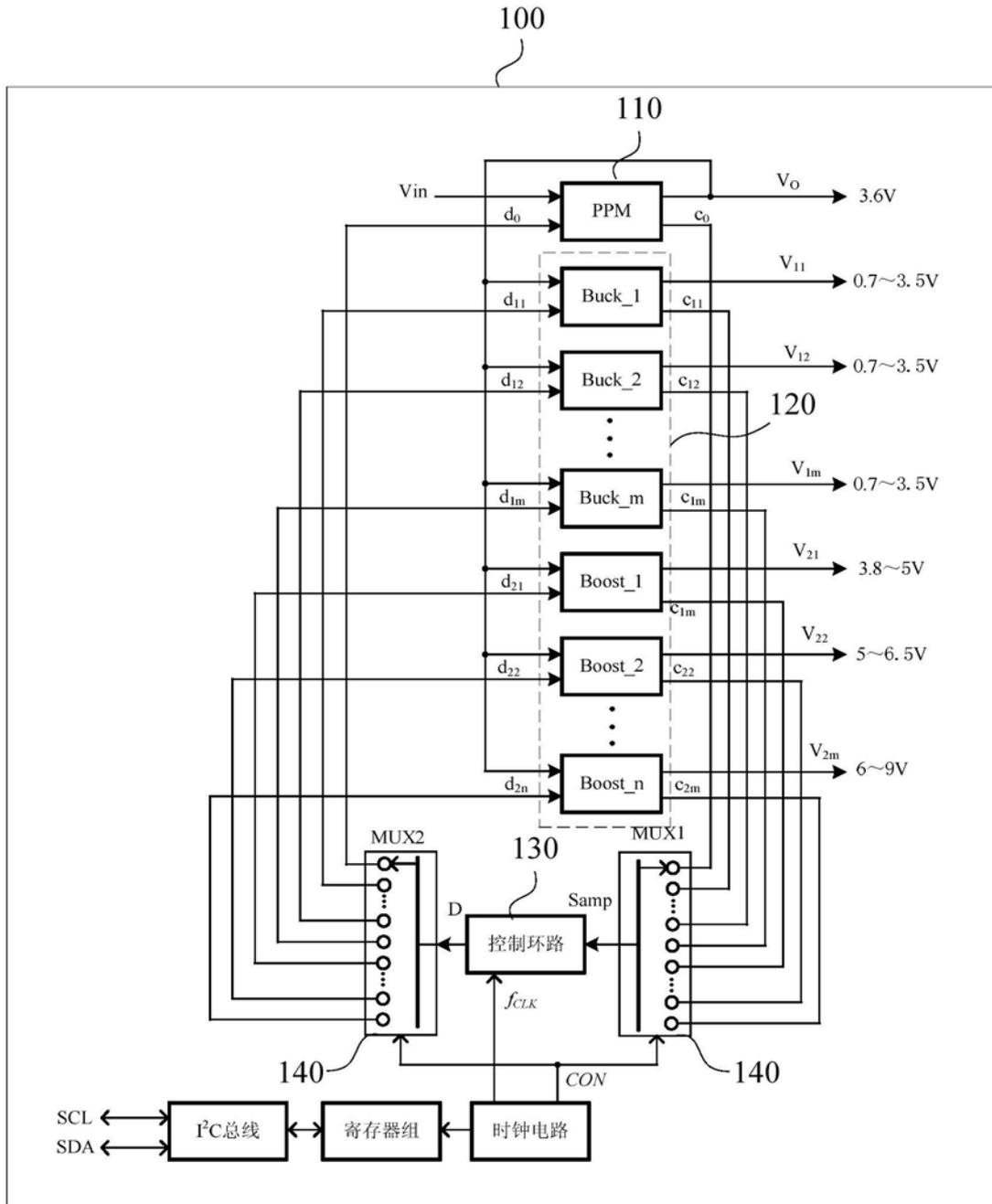


图1

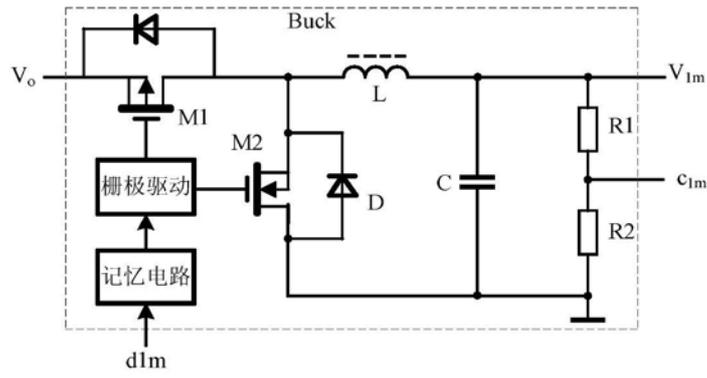


图2

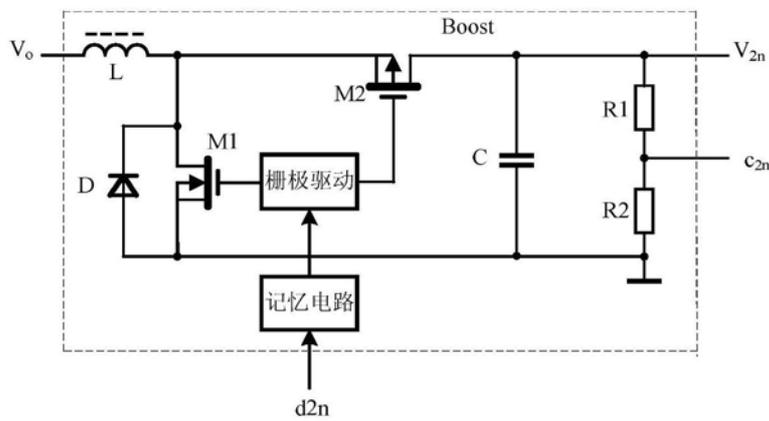


图3

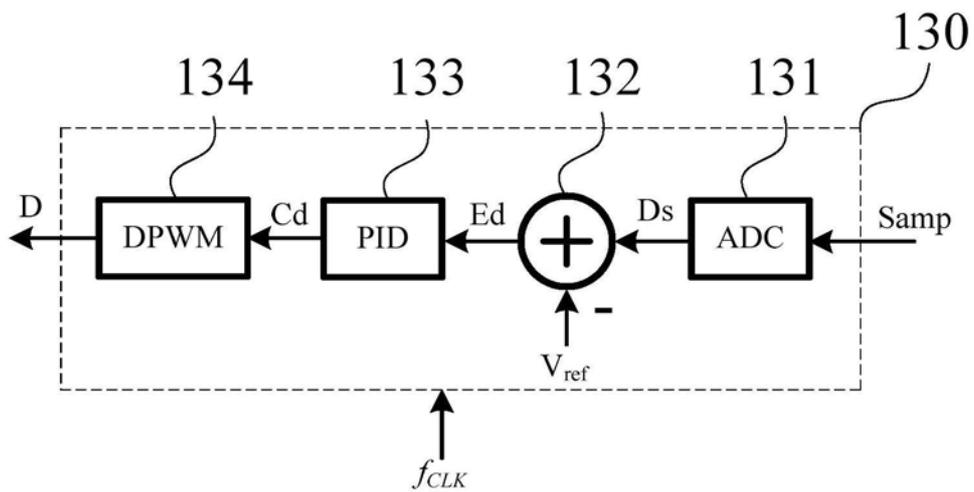


图4

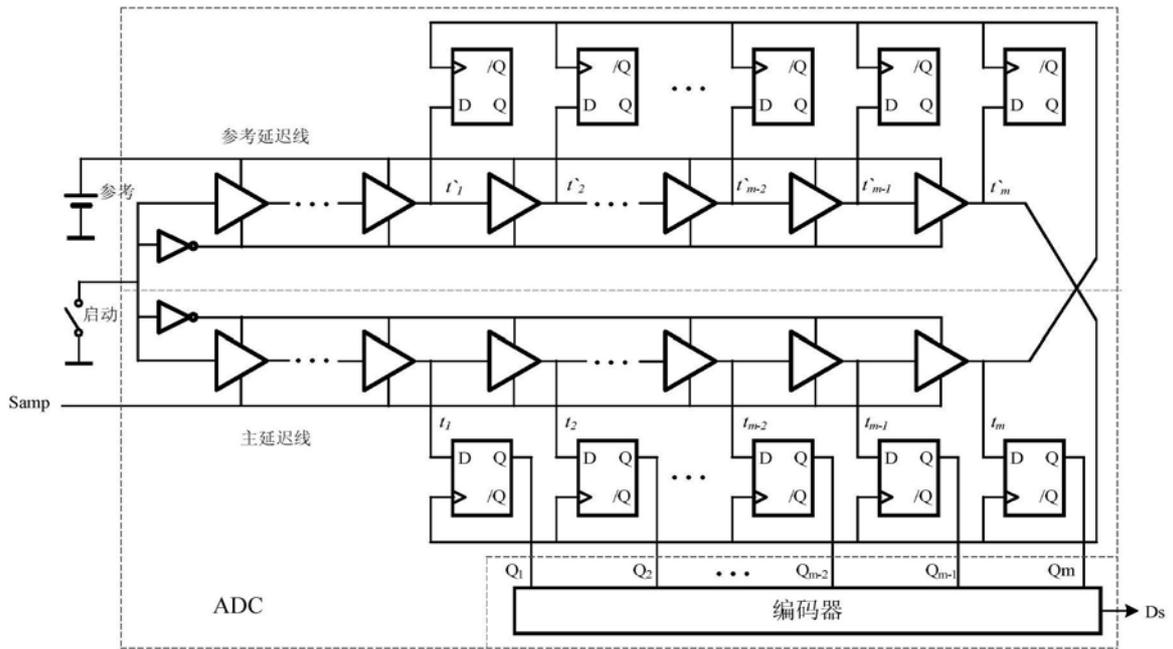


图5

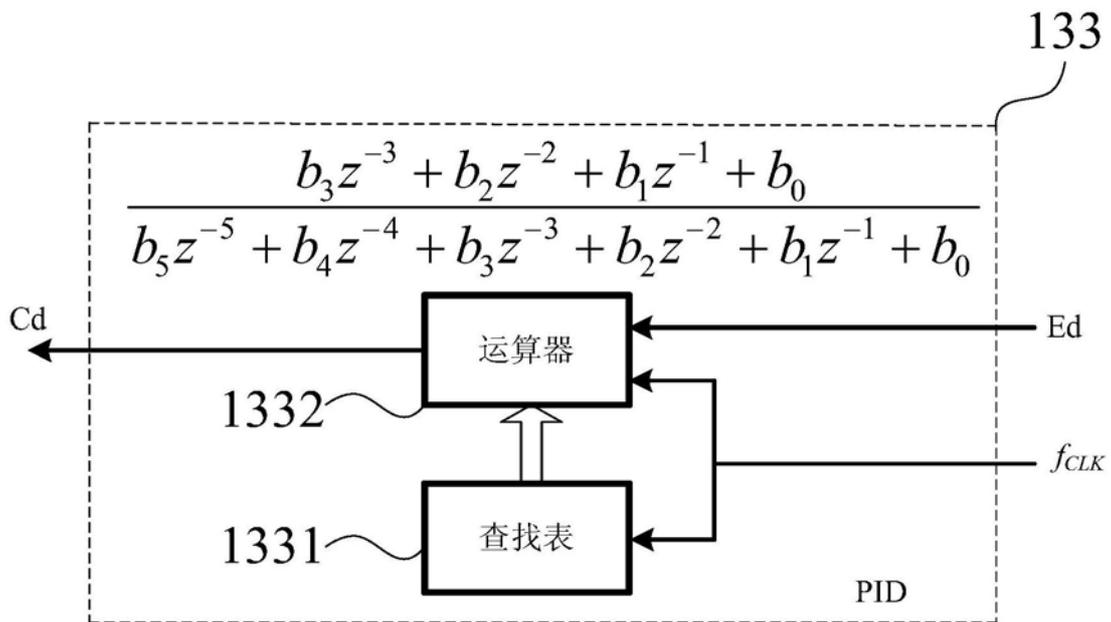


图6

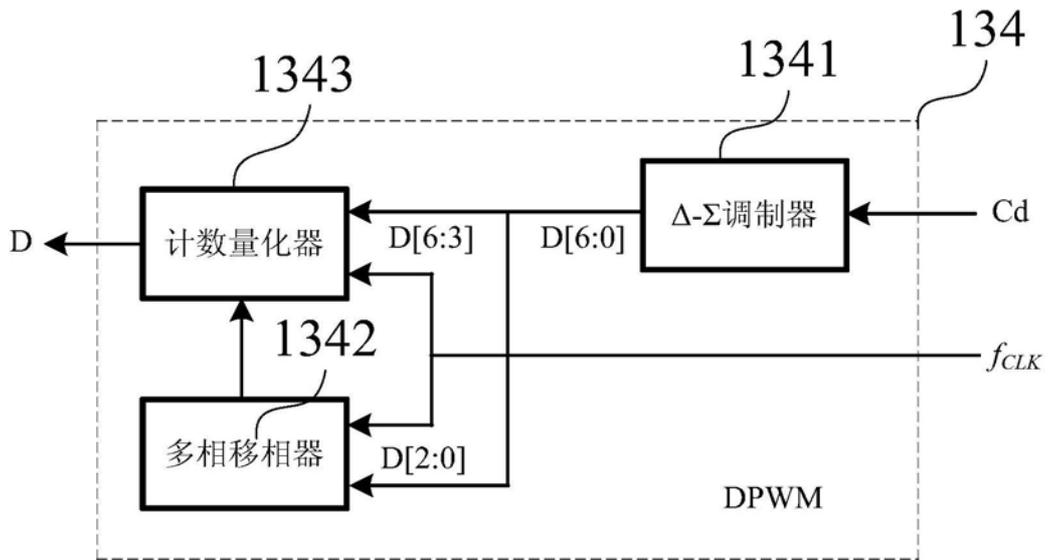


图7

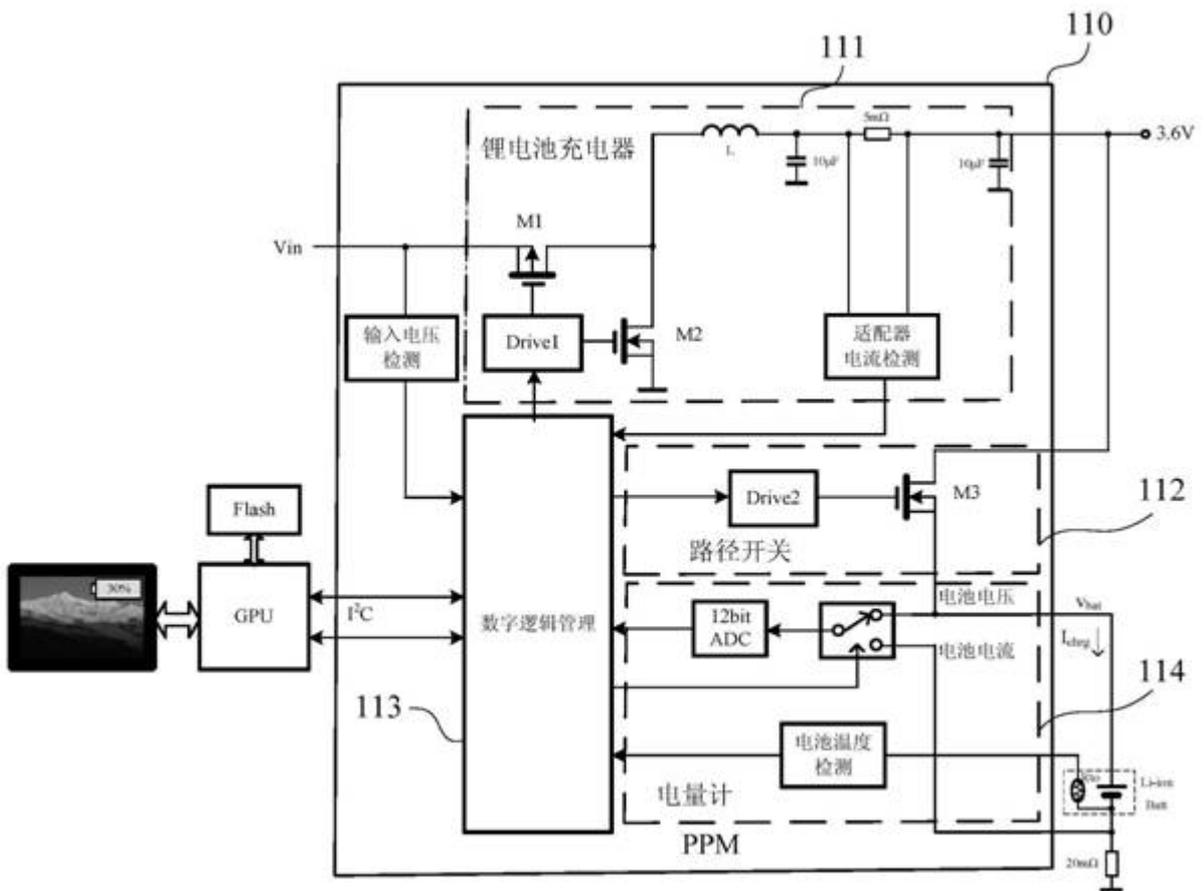


图8

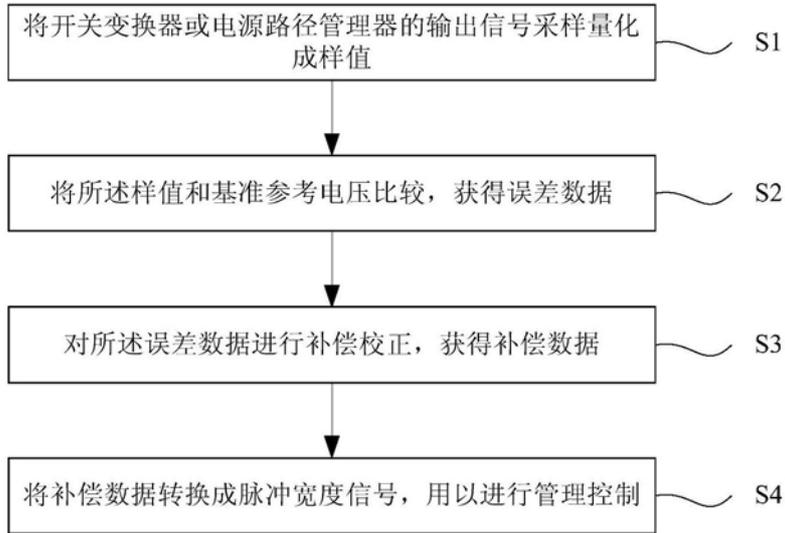


图9

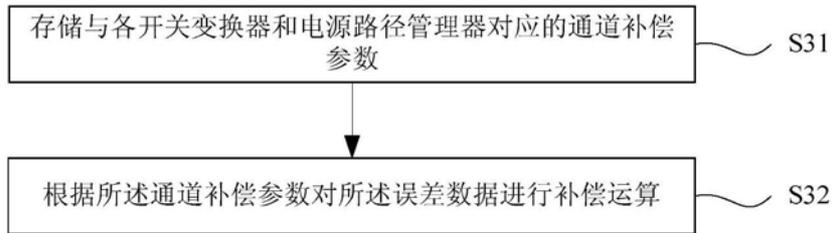


图10

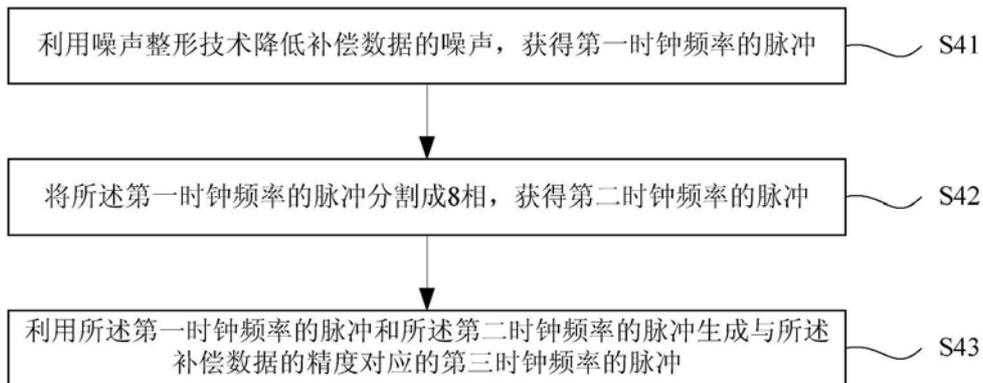


图11

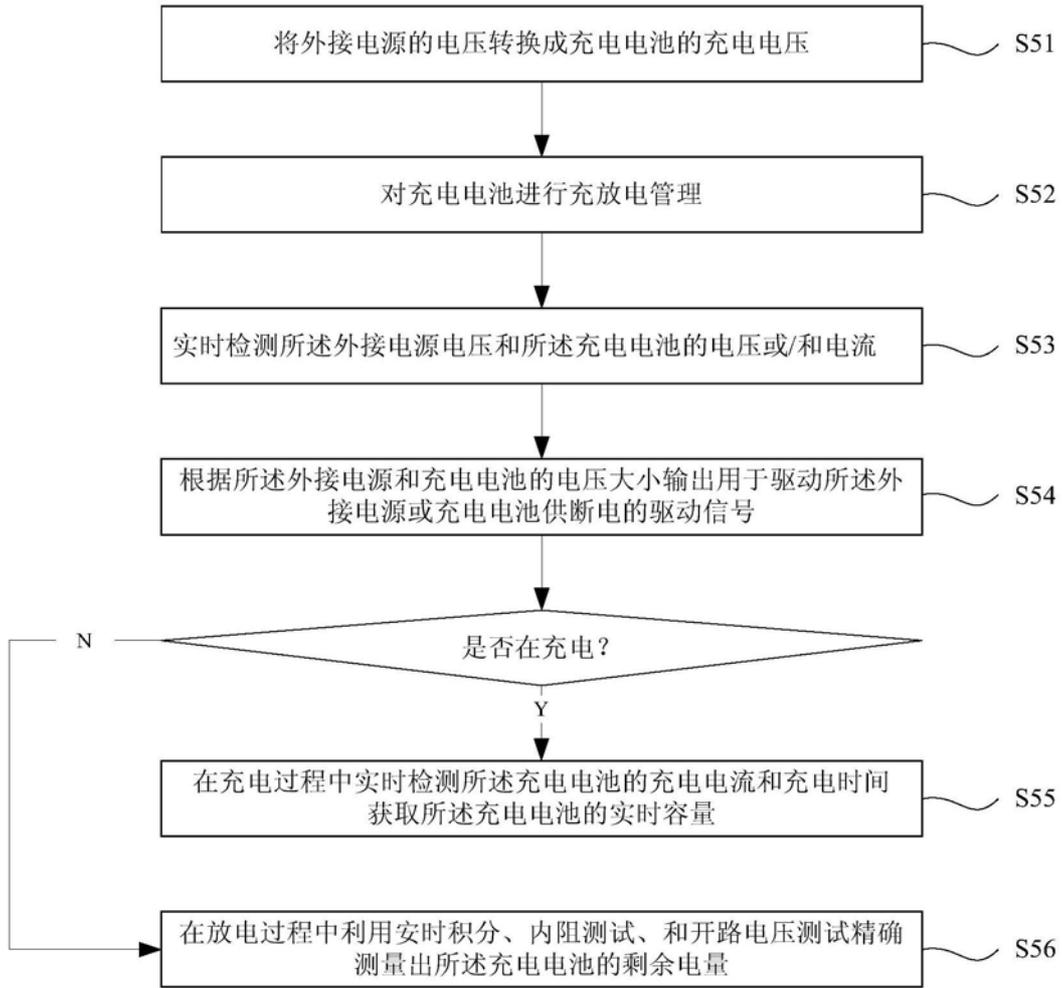


图12

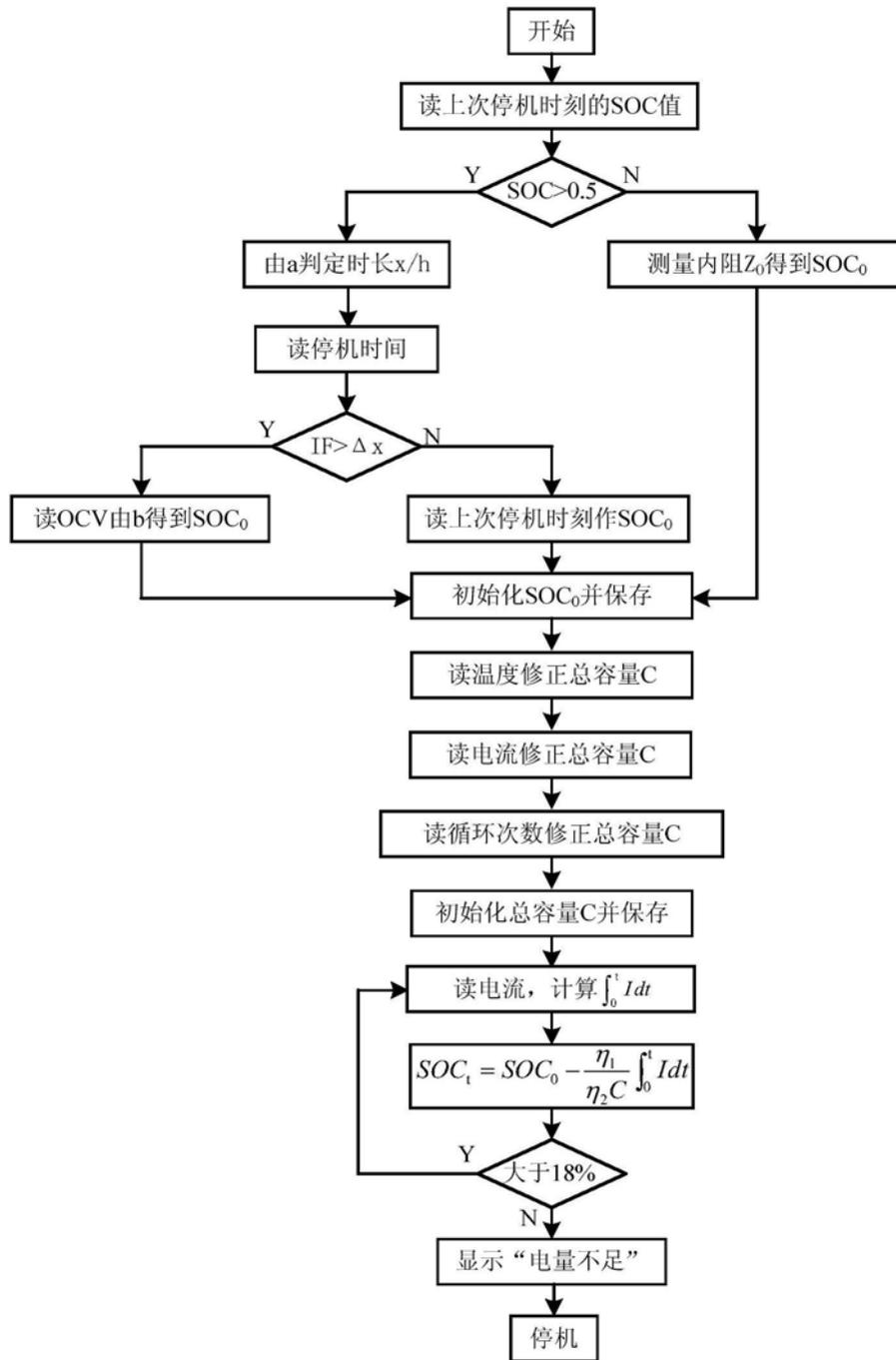


图13