

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103036274 A

(43) 申请公布日 2013. 04. 10

(21) 申请号 201210375496. 1

(22) 申请日 2012. 09. 27

(30) 优先权数据

61/544, 058 2011. 10. 06 US

13/479, 390 2012. 05. 24 US

(71) 申请人 英特赛尔美国有限公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 E·M·索列

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

代理人 张东梅

(51) Int. Cl.

H02J 7/00(2006. 01)

H02M 3/155(2006. 01)

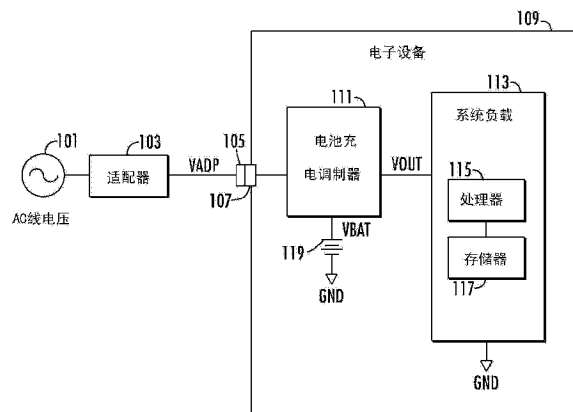
权利要求书 4 页 说明书 9 页 附图 4 页

(54) 发明名称

具有升压能力的电池充电调制器

(57) 摘要

公开一种具有升压能力的电池充电调制器。公开一种用于控制接收适配器电流以供向负载提供电流的功率级的转换器的系统和方法。转换器工作在降压模式以对电池充电，并且工作在升压模式以使电池向负载放电来补充适配器电流。将适配器电流于预定电平进行比较以形成控制信号，且基于控制信号形成至少一个脉冲控制信号，用于控制调制器。在适配器电流达到预定电平时调制器使转换器工作在降压模式，且当适配器电流超过预定电平时使转换器工作在升压模式。还可监视电池电流以调节控制信号来在两种模式下限制充电和放电电流。



1. 一种控制器,用于控制从适配器接收电流的功率级的转换器,其中所述适配器还向负载提供电流,其中所述转换器工作在降压模式以对电池充电,并且工作在升压模式以使电池向负载放电,其中所述控制器包括:

电流误差系统,所述电流误差系统将适配器电流与预定的适配器电流电平进行比较并形成指示它的控制信号;

调制器,所述调制器基于所述控制信号形成至少一个脉冲控制信号,且具有输出,用于利用所述至少一个脉冲控制信号控制转换器;以及

切换控制系统,所述切换控制系统控制所述电流误差系统和所述调制器,以在适配器电流小于或等于所述预定适配器电流电平时使转换器工作在降压模式,其中所述切换控制系统控制所述电流误差系统和所述调制器以在适配器电流超过所述预定适配器电流电平时使转换器工作在升压模式。

2. 如权利要求 1 所述的控制器,其特征在于,所述切换控制系统包括:

第一比较器,所述第一比较器将适配器电流感测信号与适配器电流参考进行比较并提供指示它的模式信号;

第二比较器,当所述控制信号达到预定的保持阈值时所述第二比较器释放保持信号;以及

锁存器,当所述保持信号被释放时,所述锁存器基于所述模式信号在降压和升压模式之间切换。

3. 如权利要求 1 所述的控制器,其特征在于,所述切换控制系统包括快速模式改变系统,当适配器电流超过所述预定适配器电流电平第一预定量达第一预定时间段时所述快速模式改变系统使操作从所述降压模式切换到所述升压模式,当适配器电流低于所述预定适配器电流电平第二预定量达第二预定时间段时所述快速模式改变系统使操作从所述升压模式切换到所述降压模式。

4. 如权利要求 1 所述的控制器,其特征在于,所述电流误差系统将电池电流与预定电平进行比较并选择性地调节所述控制信号。

5. 如权利要求 4 所述的控制器,其特征在于,所述电流误差系统调节所述控制信号以在升压模式下将电池电流限制到预定的最大放电电平。

6. 如权利要求 1 所述的控制器,其特征在于,所述电流误差系统包括:

第一放大器,所述第一放大器放大适配器电流感测值并提供适配器电流反馈值;

第二放大器,所述第二放大器放大电池电流感测值并提供电池电流反馈值;

第一误差放大器,所述第一误差放大器接收所述适配器电流反馈值和适配器参考值并提供第一误差值;

第二误差放大器,所述第二误差放大器接收所述电池电流反馈值和充电参考值并提供第二误差值;以及

第一选择电路,所述第一选择电路选择所述第一和第二误差值中最小的一个作为电路补偿值,用于形成所述控制信号。

7. 如权利要求 6 所述的控制器,其特征在于,所述电流误差系统还包括:

第三误差放大器,所述第三误差放大器接收电池电压值和电池电压参考值并且提供电压补偿值;

第二选择电路,所述第二选择电路选择所述电流补偿值和所述电压补偿值中最小的一个并提供所选的补偿值;以及

第三放大器,所述第三放大器通过所述电池电流感测值调节所述所选的补偿值,并提供所述控制信号。

8. 如权利要求 6 所述的控制器,其特征在于,所述调制器包括:

脉冲比较器,所述脉冲比较器将所述控制信号与斜坡信号进行比较并提供第一脉冲控制信号;以及

同步栅控制器,所述同步栅控制器接收所述第一脉冲控制信号并提供第二脉冲控制信号。

9. 如权利要求 8 所述的控制器,其特征在于,还包括复用电路,所述复用电路在所述降压和升压模式之间交换所述适配器电流反馈值和所述适配器参考值,交换所述电池电流感测值的极性并交换所述第一脉冲控制信号和所述第二脉冲控制信号。

10. 如权利要求 9 所述的控制器,其特征在于,所述复用器电路还在所述降压和升压模式之间交换所述充电限制值和放电限制值以提供所述充电参考值。

11. 一种电子设备,所述电子设备配置成接收适配器电流,配置成耦合可充电电池且具有系统负载,所述电子设备包括:

用于接收适配器电流并将电流提供给系统负载的源节点,以及用于耦合到电池的电池节点;

耦合到所述源节点和所述电池节点的转换器,所述转换器配置成工作在降压模式以利用适配器电流对电池充电并工作在升压模式以使电池向所述源节点放电;以及

转换器控制系统,包括:

电流监视系统,所述电流监视系统将适配器电流与预定的适配器电流电平进行比较并形成指示它的控制信号;

调制器,所述调制器基于所述控制信号形成至少一个脉冲控制信号,且具有输出,用于利用所述至少一个脉冲控制信号控制所述转换器;以及

切换控制系统,所述切换控制系统控制所述电流监视系统和所述调制器,以在适配器电流小于或等于所述预定适配器电流电平时使所述转换器工作在所述降压模式,其中所述切换控制系统控制所述电流监视系统和所述调制器以在适配器电流超过所述预定适配器电流电平时使所述转换器工作在所述升压模式。

12. 如权利要求 11 所述的电子设备,其特征在于,所述系统负载包括耦合到存储器的处理器。

13. 如权利要求 11 所述的电子设备,其特征在于,还包括:

电流传感器,用于感测适配器电流并提供适配器电流感测信号;以及

其中所述切换控制系统还包括:

第一比较器,所述第一比较器将所述适配器电流感测信号与适配器电流参考进行比较并提供指示它的模式信号;

第二比较器,当所述控制信号达到预定的保持阈值时所述第二比较器释放保持信号;以及

锁存器,当所述保持信号被释放时,所述锁存器基于所述模式信号在降压和升压模式

之间切换。

14. 如权利要求 11 所述的电子设备,其特征在于,还包括:

耦合到所述电池节点的电流传感器,用于感测电池电流;以及

其中所述电流监视系统将所述电池电流与预定的放电电平比较以调节所述控制信号以在升压模式下将所述电池电流限制到预定的最大放电电流。

15. 如权利要求 11 所述的电子设备,其特征在于:

所述电流监视系统包括:

第一电流传感器,用于感测适配器电流并提供适配器电流感测信号;以及

第一误差放大器,所述第一误差放大器将所述适配器电流感测信号与适配器参考信号进行比较并提供用于形成所述控制信号的第一误差信号;

其中所述调制器基于所述控制信号形成第一和第二脉冲控制信号;以及

其中所述切换控制系统包括复用器电路,所述复用器电路在所述降压和升压模式之间交换所述适配器电流感测信号和所述适配器参考信号,交换所述第一和第二脉冲控制信号。

16. 如权利要求 15 所述的电子设备,其特征在于:

所述电流监视系统包括:

第二电流传感器,用于感测电池电流并提供具有第一和第二极性的电池电流感测信号;

放大器,所述放大器接收所述电池电流感测信号并提供电池电流反馈信号;以及

第二误差放大器,所述第二误差放大器将所述电池电流反馈信号与所选电池参考信号进行比较并提供第二误差信号用于选择性地调节所述控

制信号;以及

其中所述复用器电路还在所述降压和升压模式之间交换所述电池电流感测信号的所述第一和第二极性并交换电池充电参考信号和电池放电参考信号以提供所述选择的参考信号。

17. 一种用于控制从适配器接收电流的功率级的转换器的方法,其中所述适配器还向负载提供电流,其中所述转换器工作在降压模式以对电池充电,并且工作在升压模式以使电池向负载放电,其中所述方法包括:

将适配器电流与预定的适配器电流电平进行比较并提供指示它的控制信号;

基于所述控制信号调制至少一个脉冲控制信号;

当适配器电流小于或等于预定的适配器电流电平时,施加至少一个脉冲控制信号以使转换器工作在降压模式;以及

当适配器电流超过预定的适配器电流电平时,施加至少一个脉冲控制信号以使转换器工作在升压模式。

18. 如权利要求 17 所述的方法,其特征在于,还包括:

将适配器电流感测信号与适配器电流参考进行比较并提供指示它的模式信号;

当控制信号达到预定保持阈值时释放保持信号;以及

当所述保持信号被释放时,基于模式信号在降压和升压模式之间切换。

19. 如权利要求 17 所述的方法,其特征在于,还包括:

在升压模式期间将电池电流与预定的电池放电电流电平进行比较；以及
在升压模式期间调节控制信号以将电池电流限制到预定的电池放电电流电平。

20. 如权利要求 17 所述的方法,其特征在于,还包括:

所述调制包括基于所述控制信号调制第一和第二脉冲控制信号;以及

当在降压和升压模式之间切换时,交换适配器电流和预定的适配器电流电平并交换第一和第二脉冲控制信号。

21. 一种用于电池充电调制器的控制器,包括从适配器接收适配器电流的功率级,其中适配器电流还被提供给系统负载,所述控制器包括:

第一检测电路,所述第一检测电路配置用于感测适配器电流;

第二检测电路,所述第二检测电路配置成感测电池电流;

控制电路,用于当系统负载电流和所述充电电流的总和不超过最大适配器电流电平时使功率级工作在第一模式以提供所述电池电流作为充电电流,并且当所述系统负载电流达到或超过所述最大适配器电流电平时使功率级工作在第二模式,并提供所述电池电流作为放电电流以增加可用系统电流到所述最大适配器电流电平之上;以及

其中所述控制电路包括电池保护电路,其防止所述第二模式期间所述放电电流超过预定的充电电流电平。

22. 如权利要求 21 所述的控制器,其特征在于,所述第一模式是降压模式且其中所述第二模式是升压模式。

具有升压能力的电池充电调制器

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本申请要求 2011 年 10 月 6 日提交的美国临时申请 S/N61/544,044 以及 2011 年 10 月 6 日提交的美国临时申请 S/N61/544,058 的权益,这些申请的全部内容出于所有意图和目的通过引用结合于此。

附图说明

[0003] 参考以下描述以及附图将能更好地理解本发明的益处、特征以及优点,在附图中:

[0004] 图 1 是根据本发明实施例实现的包括电池充电调制器的电子设备的简化框图;

[0005] 图 2 是根据本发明一个实施例实现的图 1 的电池充电调制器的更详细的方框示意图;

[0006] 图 3 是根据一个实施例描绘所选信号的简化曲线图,用于说明图 1 的电池充电调制器的操作;以及

[0007] 图 4 是根据一个实施例描绘适配器电流、电池充电电流、ICOMP 的电压和 BOOST 信号的曲线图,用于说明瞬态响应。

具体实施方式

[0008] 给出以下描述以使本领域普通技术人员能在特定应用及其需求的背景下实施和利用所提供的本发明。然而,优选实施例的多种修改对本领域普通技术人员将会很明显,而且可将本文所限定的一般原理应用于其它实施例。因此,本发明不旨在受限于本文中示出和描述的特定实施例,而应被给予与本文中公开的原理和新颖特征一致的最广范围。

[0009] 在常规的电池充电器中,适配器提供用于电池充电器和系统负载的功率。当系统负载增加时,充电电流减小,使得适配器电流不超过其限制。一旦充电电流降低到 0,任何附加的系统负载会导致适配器超过其限制。

[0010] 某些配置允许系统负载汲取比适配器的最大额定功率大得多的功率。这可持续一段时间(例如,若干秒),直到超过额定温度或直到完成任务。作为一个例子,英特尔公司已经将“涡轮(turbo)”模式引入其 Sandy Bridge 和 Ivy Bridge 中央处理单元(CPU),这允许 CPU 暂时超过适配器的额定功率,这种情况可持续直到 CPU 过热或者完成其任务。

[0011] 超过适配器的额定功率的情况引起安全担忧。为了避免受到适配器过电流情况的羁绊,本文所述的电池充电调制器以升压模式向后操作,以从电池向系统负载释放电流。当系统负载增加到适配器功率限制之上时,电池放电电流增加以防止适配器超过其最大电流限制。检测何时升压以及如何控制转换器是本公开的主题。此外,提供电池放电电流限制,该限制是充电电流限制的函数。

[0012] 图 1 是根据本发明实施例实现的包括电池充电调制器 111 的电子设备 109 的简化框图。将 101 处示出的 AC 线电压提供给 AC 适配器 103 的输入,该 AC 适配器 103 将 AC 电压转换成 DC 适配器电压 VADP。示出 VADP 被提供给适当的连接器 105,该连接器 105 与设

置到电子设备 109 的兼容连接器 107 匹配。以此方式, VADP 被提供给电池充电调制器 111 的输入, 该电池充电调制器 111 将输出电压 VOUT 提供给系统负载 113。可充电电池 119 将电池电压 VBAT 提供给电池充电调制器 111 的另一个输入, 以供在适配器 103 不可用时形成 VOUT。电池 119 和系统负载 113 被示为对地 (GND) 进行参考, 其中应理解 GND 一般表示任何适当的正或负电压电平和 / 或多个接地类型, 诸如功率接地、信号接地、模拟接地、底盘接地等。

[0013] 电子设备 109 可以是任何类型的电子设备, 包括移动、便携或手持设备, 诸如任何类型的个人数字助理 (PDA)、个人计算机 (PC)、便携计算机、膝上型计算机等、蜂窝电话、个人媒体设备等。电子设备 109 的主要功能由系统负载 113 执行, 该负载可以包括一个或多个不同系统负载原件。在所示的实施例中, 系统负载 113 包括处理器, 诸如微处理器或控制器等, 该处理器耦合到通常用于电子设备的任意类型存储器的任意组合, 诸如各种类型的 RAM 和 ROM 等。

[0014] 图 2 是根据本发明一个实施例实现的电池充电调制器 111 的更详细的方框示意图。电池充电调制器 111 包括控制器 200 和功率级 204, 该功率级 204 包括或以其它方式耦合到电池 119, 该电池 119 可以是可移除的。功率级 204 包括由电子开关 Q1 和 Q2 及电感器 L 形成的转换器, 其可工作在“降压”模式下以利用来自适配器 103 的 VADP 对电池 119 进行充电, 和在“升压”模式下以升高电池 119 的电压, 从而使电池 119 向系统负载 113 放电。

[0015] 将 VADP 提供给感测电阻器 RSA 的一端, 该感测电阻器 RSA 的这一端耦合到配置为控制器 200 的输入的节点 CSIP。在一个实施例中, 控制器 200 实现在集成电路 (IC) 上, 其中输入 / 输出 (I/O) 节点 (以方形符号示出) 被实现为 IC 的引脚, 但也可以构想不同的实现方式。除非在本文中另外指出, 否则以相同的名称引用节点和引脚。RSA 的另一端耦合到作为控制器 200 的另一个引脚的节点 CSIN。尽管未示出, 但可存在与 CSIN 和 CSIP 引脚串联耦合的滤波元件 (例如, 电阻、电容或其组合)。

[0016] 节点 CSIN 也用作 (或以其它方式耦合到) 电池充电调制器 111 的输出节点, 形成提供给系统负载 113 的输出电压 VOUT。节点 CSIN 耦合到电子开关 Q1 的漏极, 其源极在相 (PHASE) 节点耦合到电子开关 Q2 的漏极。Q2 的源极耦合至 GND。PHASE 节点配置为控制器 200 的引脚, 其耦合到电感器 L 的一端, 该电感器 L 的另一端耦合到节点 CSOP, 该节点 CSOP 耦合到另一个感测电阻器 RSB 的一端。RSB 的另一端耦合到节点 CSOP, 该节点 CSOP 进一步耦合到电池 119 的正端子, 其负端子耦合到 GND。CSOP 和 CSIN 被配置为控制器 200 的引脚, 且 CSOP 形成电池电压 VBAT。尽管未示出, 但可存在与 CSIN 和 CSOP 引脚串联耦合的滤波元件 (例如, 电阻、电容或其组合)。诸如晶体管器件等开关器件可耦合在 VBAT 和 VOUT 之间, 以在适配器 103 断开时将电池功率提供给系统负载 113。

[0017] 在所示的实施例中, 电子开关 Q1 和 Q2 可各自实现为本领域的技术人员已知的 N 沟道金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)。可使用其它类型的电子开关器件, 包括其它类型的 FET 等以及其它类型的晶体管, 诸如双极结型晶体管 (BJT) 或绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 等。

[0018] 转换器 (开关 Q1 和 Q2 及电感器 L) 和感测电阻器 RSB 共同地实现电池充电调制器 111 的功率级 204。功率级 204 的操作由控制器 200 控制, 如本文中进一步描述的。当适配器 103 连接时, 适配器电流 IADP 流过感测电阻器 RSA。充电电流 ICHG 流过感测电阻器 RSB,

指示到电池 119 的充电电流。如下文进一步描述的,当电池 119 也提供功率(放电)时,在处于升压模式时,ICHG 也指示放电电流。负载电流 ILD 被示为流出功率级 204,将负载电流提供给系统负载 113。

[0019] 在一个实施例中,电池 119 的电压 VBAT 在约 9 至 13 伏(V)的范围之间,且适配器电压 VADP 约为 19V。CSIN 节点耦合到“系统总线”节点,形成约 19V 的 VOUT。在所示的实施例中,当对电池 119 充电且 ICHG 为正时功率级 204 工作在降压转换器模式(或降压模式)中,且当电池 119 放电且 ICHG 为负时功率级 204 工作在升压转换器模式(或升压模式)中以将电池电压升压到适配器电压电平。负 ICHG (-ICHG) 也可被称为正放电电流 IDCHG。

[0020] 将 CSIP 和 CSIN 节点 / 引脚分别提供给控制器 200 内的电流感测放大器 201 的非反相或正(+) 及反相或负(-) 输入,用于感测适配器电流 IADP。感测放大器 201 的输出形成适配器电流反馈(ACFB)电压,该电压被提供给交叉复用器(CROSS MUX)203 的上端输入。适配器电流参考(ACREF)电压被提供给 CROSS MUX203 的下端输入,CROSS MUX203 接收控制信号 BOOST (升压)。CROSS MUX203 的右上输出被提供给适配器电流误差放大器 205 的负输入,且 CROSS MUX203 的右下输出被提供给误差放大器 205 的正输入。误差放大器 205 的输出被提供给最小电流选择 MUX (IMIN MUX) 207 的一个输入。

[0021] CSOP 和 CSON 节点被分别提供给由信号 BOOST 控制的另一个 CROSS MUX209 的上端和下端输入。CROSS MUX209 的上端和下端输出被分别提供给充电感测放大器 211 的正输入和负输入,用于感测充电电流 ICHG。感测放大器 211 的输出形成充电电流反馈(CCFB)电压,该电压被提供给充电电流误差放大器 215 的负输入。充电电流参考电压 CCREF 被提供给另一个 CROSS MUX213 的上端输入,且放电电流参考电压 DCREF 被提供给 CROSS MUX213 的下端输入。CROSS MUX213 的上端输出被提供给误差放大器 215 的正输入。误差放大器 215 的输出被提供给 IMIN MUX207 的另一个输入。IMIN MUX207 的输出耦合到节点 ICOMP,该节点 ICOMP 进一步耦合到补偿电容器 C1,该补偿电容器 C1 耦合在 ICOMP 和 GND 之间。在所示的实施例中,C1 被设置在控制器 200 的外部,以按需允许调节补偿和 / 或允许其它适当形式的补偿。

[0022] 误差放大器 205、215、217 是在其输出端提供电流信号的跨导(gm)放大器。IMIN MUX207 选择误差放大器 205 和 215 的最低或“更负”电流电平(较大的电流吸收器),并提供电流 IMIN_SEL 以对电容器 C1 进行充电,以在 ICOMP 节点上形成 ICOMP 电压。如果两个电流均为正,则较低电流被选择为 IMIN_SEL;如果一个电流为正且另一个为负,则负电流被选择为 IMIN_SEL;如果两个电流均为负,则具有较大幅度的电流(更负)被选择为 IMIN_SEL。

[0023] CSON 节点感测电池电压 VBAT 并被提供给控制器 200 内包括串联耦合在节点 CSON 和 GND 之间的电阻器 R1 和 R2 的电阻器分压器。电阻器 R1 和 R2 的中间结点形成充电电压反馈电压 CVFB,该充电电压反馈电压 CVFB 被提供给充电电压误差放大器 217 的负输入。充电电压参考电压 CVREF 被提供给误差放大器 217 的正输入。误差放大器 217 的输出耦合到节点 VCOMP,该节点 VCOMP 进一步耦合到包括串联耦合在 VCOMP 和 GND 之间的电容器 C2 和电阻器 R3 的补偿电路。在所示的实施例中,C2 和 R3 被设置在控制器 200 的外部,以允许调节补偿。

[0024] ICOMP 和 VCOMP 节点被提供给 VMIN 缓冲器 219 的相应输入,VMIN 缓冲器 219 选择 ICOMP 和 VCOMP 电压电平中较低的一个在其输出端作为 COMP 电压。CROSS MUX209 的上

端和下端输出也分别被提供给放大器 221 的正和负输入,该放大器 221 在一端接收 COMP 并在另一端提供控制电压 VCTRL。如果放大器 221 的增益为 G,则放大器 221 用于生成 $VCTRL=COMP-G(CSOP-CSON)$ 。放大器 221 的增益 G 是相对较低的增益以实现低增益内部电流环路,如本文进一步描述的。

[0025] VCTRL 被提供给脉宽调制(PWM)比较器 223 的正输入,脉宽调制(PWM)比较器 223 在其另一个输入处接收 RAMP 电压并在其输出形成 PWM 信号。由斜坡发生器 225 提供 RAMP,其中 RAMP 示为三角形斜坡等等(但可以构想到替换的斜坡配置)。在一个实施例中,RAMP 以预定的时钟频率振荡。在一个实施例中,RAMP 的频率大致为 400 千赫(KHz)。由比较器 223 将 RAMP 与 VCTRL 进行比较以形成 PWM。PWM 被提供给 CROSS MUX225 的上端输入及同步栅控制器 229 的输入。同步栅控制器 229 耦合到 PHASE 和 GND 节点(耦合到功率级 204)并将输出提供给 CROSS MUX225 的下端输入。在一个实施例中,同步栅控制器 229 也可耦合到 CSIN 节点用于感测 Q1 的漏-源电压(VDS),用于按需实现升压模式下实现二极管仿真。CROSS MUX225 的上端输出耦合到节点 UGATE,该节点 UGATE 被提供给 Q1 的栅极,且 CROSS MUX 225 的下端输出耦合到节点 LGATE,该节点 LGATE 被提供给 Q2 的栅极。

[0026] VCTRL 还被提供给保持比较器 227 的正输入,该保持比较器 227 在其负输入接收保持阈值电压 HOLD TH。HOLD TH 被设置为低于 RAMP 电压的最小电平的电压,该 RAMP 电压在最小斜坡电压 RAMP VALLEY 和峰值斜坡电压 RAMP PEAK 之间斜变。HOLD TH 被设置为低于 RAMP VALLEY 预定量的电压,该预定量一般被选择为等于或大于比较器 223 和 227 的预期偏移电压之和以确保比较器 227 以低于比较器 223 的阈值电压切换。保持比较器 227 的输出将信号 HOLD 提供给锁存器 231 的 HOLD 输入。升压比较器 233 分别在其正和负输入端接收 ACFB 和 ACREF,并且具有输出,将信号 MODE 提供给锁存器 231 的 IN 输入。在锁存器 231 的 Q 输出端提供 BOOST 信号。

[0027] 斜坡发生器 225、比较器 223、同步栅控制器 229 和 CROSS MUX225 共同形成调制器,该调制器基于控制电压 VCTRL 驱动 UGATE 和 LGATE,以控制功率级 204 的转换器部分。在降压模式中,调制器部分根据降压操作来驱动转换器用于对电池 119 进行充电。在升压模式中,调制器的输出被 CROSS MUX225 反转,从而根据升压操作驱动转换器用于对电池 119 放电。注意,供选择的调制器和调制器类型可用于提供升压功能。

[0028] 快速模式改变电路 235 包括电流感测放大器 237 和 243、比较器 239 和 245 以及延迟块 241 和 247。CSIP 和 CSIN 节点分别耦合到感测放大器 237 和 243 中每个的正和负输入。感测放大器 237 的输出被提供给比较器 239 的正输入,该比较器 239 在其负输入端接收 ACREF,并向延迟块 241 的输入提供 OVER (上)信号。延迟块 241 的输出被提供给锁存器 231 的置位(S)输入。感测放大器 243 的输出被提供给比较器 245 的负输入,该比较器 245 在其正输入端接收 ACREF,并向延迟块 247 的输入提供 UNDER (下)信号。延迟块 247 的输出被提供给锁存器 231 的重置(R)输入。

[0029] 各个 CROSS MUX (203, 209, 213, 225) 以由 BOOST (升压)所控制的相同的方式操作。在正常或“降压”模式中,BOOST 为低且各个 CROSS MUX 将其输入直接传送到其输出,使得上端输入被耦合到上端输出且下端输入被耦合到下端输出。在升压模式中,当 BOOST 被断言为高时,输入被交叉耦合到输出,使得上端输入代替地耦合到下端输出且下端输入代替地耦合到上端输出。注意,各个 CROSS MUX (203, 209, 213, 225) 可位于相应信号路径的其它位

置以倒转相应的信号。

[0030] 指示适配器电流 IADP 的 (CSIP 和 CSIN 节点之间) 跨感测电阻器 RSA 的电压通过感测放大器 201 获得增益 (例如增益为 20) 并且相对于 GND 电平移位以提供 ACFB 电压。当 BOOST 为低时, ACFB 和 ACREF (适配器电流参考) 直接穿过误差放大器 205 以形成第一控制电流信号。以类似方式, 指示电池充电电流 ICHG 的 (CSOP 和 CSON 节点之间) 跨感测电阻器 RSB 的电压通过感测放大器 211 获得增益 (例如增益为 20) 并且相对于 GND 电平移位以提供 CCFB 电压。当 BOOST 为低时, CCFB 和 CCREF (充电电流参考) 被提供给误差放大器 215 以形成第二控制电流信号。通过 IMIN_MUX207 选择更负的电流电平 (如前所述), 作为由 ICOMP 节点补偿 (经由电容器 C1) 的 IMIN_SEL。以此方式, 请求较少电流的放大器被选择作为可能的控制操作。

[0031] 在 CSON 上形成的电池电压 VBAT 被提供给电阻分压器 R1 和 R2。误差放大器 217 将电池电压反馈与 CVREF (充电电压参考) 相比较, 且误差放大器 217 的输出驱动 VCOMP 节点。

[0032] 在 CSOP-CSON 上测量充电电流输出, 且该充电电流输出设置低增益内部电流环路以降低功率级 204 的 Q 值 (de-Q)。如所示, 当 BOOST 为低时, CSOP 和 CSON 被提供给放大器 221 以用 COMP 调节 VCTRL 信号。在一个实施例中, 放大器 221 具有相对低的增益 (例如, 增益为 5)。VMIN 缓冲器 219 选择 ICOMP 和 VCOMP 中较低电压作为馈送内部电流环路的 COMP, 其中从 COMP 减去充电电流电压值的倍数 (例如, 5) 以形成 VCTRL。

[0033] 将 VCTRL 与 RAMP 进行比较以生成 PWM 以控制功率级 204 的 Q1 和 Q2 的切换。在降压模式中, 当 BOOST 为低时, PWM 控制 UGATE, 以控制 Q1 的切换, 且同步栅控制器 229 控制 LGATE, 以控制 Q2 的切换。在降压模式中, 功率级 204 作为降压型转换器操作, 因为 VBAT 的电压低于 VADP。在降压模式器件, 当 PWM 变高时, UGATE 被驱动为高, 以导通 Q1, 且当 PWM 变低时, UGATE 被驱动为低以断开 Q1。可实现时滞控制 (dead time control), 使得 Q1 和 Q2 不会同时导通。在降压模式中, 在每个 PWM 循环期间, 在 Q1 断开之后导通 Q2。

[0034] 并非由 PWM 驱动的开关 Q1 和 Q2 被称为“同步”开关。当在降压模式而非升压模式时, Q1 是主开关而 Q2 是同步开关。在一个实施例中, 同步开关被驱动以仿真二极管 (二极管仿真)。具体地, 当在降压模式下的循环期间 PWM 变低之后穿过电感器 L 的电流达到约 0 时, 对于该循环的剩余部分 Q2 断开。为了作出这种确定, 同步栅控制器 229 将 PHASE 的电压与 GND 进行比较以确定 Q2 的漏-源电压 (VDS), 并且当它们大致相等 (可相对于预定的偏移电压) 时断开 Q2。如果需要的话, 可将 CSIN 提供给同步栅控制器 229 以监视 Q1 的 VDS, 以在升压模式期间使 Q1 工作在二极管仿真中。

[0035] 当在升压模式时, PWM 信号代替地驱动 LGATE 以控制 Q2 (在升压模式中为主开关) 的切换且 Q1 是同步开关。在升压模式中, 电池 119 通过 RSB 放电, 且功率级 204 作为升压型转换器工作。当放电电流高于连续电流模式 (CCM)/ 不连续电流模式 (DCM) 阈值时, Q1 工作在同步模式, 且一般切换到与 Q2 相反的状态。因此, 当 Q2 导通时, 在高于 CCM/DCM 阈值的每个 PWM 循环期间 Q1 断开且反之亦然 (但是根据时滞控制操作, 两者可不同时导通)。然而, 当在升压模式下放电电流低于 CCM/DCM 阈值时, Q1 保持断开, 其中其体二极管变得可操作。如本领域的技术人员所理解的, 还有其它用于控制同步开关的技术。

[0036] 可基于输入电压 VADP (在 CSIP 处)、输出电压 VOUT、电感器 L 的电感 L 以及操作

频率(即 RAMP 的频率)来确定 CCM/DCM 阈值。在一个实施例中, VADP 和 RAMP 频率相对固定,使得 CCM/DCM 阈值根据 VOUT 变化。在另一个实施例中,CCM/DCM 阈值是基于 VOUT 的平均电平预先确定的。可依据具体实现或操作参数来选择除 CCM/DCM 边界之外的阈值。

[0037] 误差放大器 205、215 和 217 之一控制由 IMIN MUX 207 和 VMIN 缓冲器 219 所选的操作。本质上,操作任何一个设备用于要求较少的电流或电压以减小 PWM 控制环路操作的占空比。在降压模式中,当 BOOST 为低时,在 VCTRL 保持高于 HOLD TH 电压电平的同时,保持比较器 227 将 HOLD 信号断言为高以使锁存器 231 的 HOLD 输入保持为高,从而使 BOOST 锁存为低。如果 VCTRL 下降至低于 HOLD TH,则 PWM 脉冲减小至零且保持比较器 227 将 HOLD 断言为低以释放锁存器 231 的 HOLD 输入。然后当 ACFB 高于 ACREF 时比较器 233 将 MODE 断言为高,这导致 BOOST 变高。当 BOOST 变高时,CROSS MUX203、209、213 和 225 中的每一个切换状态以进入升压操作模式。

[0038] 当在升压模式下 BOOST 被断言为高时,误差放大器 205 的输入反转,这导致 ICOMP、COMP 和 VCTRL 升高。一旦 VCTRL 高于 HOLD TH 且再次生成 PWM 脉冲,除非被快速模式改变电路 235 切换,否则 BOOST 的状态被锁存且它不会改变直到 VCTRL 再次低于 HOLD TH,以下将对此进一步予以描述。在升压模式下,当系统负载减少使得 ACFB 刚好低于 ACREF 设定点时,ACFB 低于 ACREF 且 VCTRL 被驱动下降且 MODE 为低。当 VCTRL 变得低于 HOLD TH 时,保持比较器 227 将 HOLD 拉低,这拉低锁存器 231 的 HOLD 输入,使得 BOOST 变低以切换到降压模式。

[0039] 总之,在降压模式下,当 BOOST 为低时,CROSS MUX 203、209、213 和 225 中的每一个将其输入直接耦合到其输出,且功率级 204 操作为正常的降压模式调制器。在这种情况下,ACFB<ACREF 或 CCFB<CCREF 之一将 COMP 和 VCTRL 驱动为较高,PWM 信号驱动 UGATE 且内部电流环路配置为负反馈。当 BOOST 变高用于升压模式时,CROSS MUX 203、209、213 和 225 中的每一个将其输入交叉耦合到其输出,导致功率级 204 以升压模式操作,以使电池电压升高到 VADP 的电压电平。在这种情况下,ACFB<ACREF 和 CCFB<CCREF 和 CVFB<CVREF 将 COMP 驱动为较低,PWM 信号驱动 LGATE,且内部电流环路被重新配置为负反馈。

[0040] 在适配器处于其电流限制时,在稳定状态下,适配器控制环路一般调节 ACFB=ACREF,直到电池达到其放电电流限制,如本文中描述的。然而,在涉及升压模式改变的系统负载阶跃的情况下,这可能较慢,因为 ICOMP 或 VCOMP 需要放电以将 VCTRL 拉至 HOLD TH,以便在模式之间进行切换。快速模式改变电路 235 有助于在降压和升压模式之间进行相对较快的切换。

[0041] 电流感测放大器 237 的增益比电流感测放大器 201 的增益低预定量,且比较器 239 将放大器 237 的输出与 ACREF 进行比较。当在降压模式时,如果适配器电流 IADP 响应于负载增加阶跃而快速增加,使得 ACFB 高于 ACREF 相应量,则比较器 239 切换并将 OVER 断言为高。如果至少在延迟块 241 的持续期间 OVER 保持为高,则延迟块 241 触发并设置锁存器 235 以拉高 BOOST 以切换到升压模式而不管 IN 或 HOLD 的状态。

[0042] 在一个实施例中,电流感测放大器 237 的增益比电流感测放大器 201 的增益(例如,增益为 18)低约 10%,使得当延迟周期中 ACFB 比 ACREF 高约 10% 时,操作切换到升压模式。在一个实施例中,延迟块 241 的延迟在约 100-200 微秒(μ s)的范围中以实现相对较快的响应而不响应于假信号发生跳变。在可选配置中,该延迟可以是任意适当的量。

[0043] 类似地,电流感测放大器 243 的增益比电流感测放大器 201 的增益高预定量,且比较器 245 将放大器 243 的输出与 ACREF 进行比较。当在升压模式时,如果适配器电流 IADP 响应于负载减小快速减小,使得 ACFB 低于 ACREF 相应量,则比较器 245 切换并将 UNDER 断言为高。如果至少在延迟块 247 的持续期间 UNDER 保持为高,则延迟块 247 触发并重新设置锁存器 235 以拉低 BOOST 以切换回降压模式而不管 IN 或 HOLD 的状态。

[0044] 在一个实施例中,电流感测放大器 243 的增益比电流感测放大器 201 的增益(例如,增益为 22)高约 10%,使得当延迟周期中 ACFB 比 ACREF 低约 10% 时,操作从升压模式切换到降压模式。在一个实施例中,延迟块 247 的延迟约为 $100\ \mu\text{s}$ 以实现相对较快的响应而不响应于假信号发生跳变。

[0045] 快速模式改变电路 235 响应于较快的负载瞬态而实现在降压和升压操作模式之间的较快转变。延迟块 241 和 247 插入足够的延迟,以避免响应于不具有能验证切换模式的足够持续时间的瞬间波峰或负载转变,在降压和升压模式之间切换。延迟块 241 和 247 的延迟足够短以实现比适配器和电池控制环路更快的模式之间的切换。

[0046] 参考值 ACREF、CCREF、DCREF 和 CVREF 可固定在预定的电平。或者,参考值中的一个或多个可以是可编程的。在可编程配置中,一个或多个内部或外部可编程设备(未示出)提供可编程参考值中的一个或多个。

[0047] 通常诸如电池 119 之类的可充电电池被评定为具有与充电电流相比不同的放电电流。例如,电池 119 可被评定为与其充电电流相比较大的放电电流。在降压模式中,CROSS MUX213 选择将 CCREF 提供给误差放大器 215,以供调节最大充电电流电平。在升压模式中,CROSS MUX213 选择将 DCREF 提供给误差放大器 215,以供调节最大放电电流电平。如果最大充电和放电电流相同或大致相同,则可使用单个充电参考,并将其直接提供给误差放大器 215,以供调节最大充电和放电电流电平。

[0048] 图 3 是绘制负载电流 ILD、适配器电流(IADP)、电池放电电流(-ICHG 或 IDCHG)、补偿控制电压 VCTRL 和 BOOST 信号相对于时间的简化曲线图,示出根据一个实施例的电池充电调制器 111 的操作。ILD 是相对于零(0 安培或“0A”)绘制的并且从 0A 以恒定速率斜变上升至无限的电流电平,IADP 由 ACFB 指示并且相对于 ACREF 绘制,-ICHG 由在 DCREF 和 CCREF 之间相对于 0A 绘制的 CCFB 指示,COMP 相对于 HOLD TH 绘制,且 BOOST 是二进制或数字值,对于降压模式其被断言为低(或逻辑“0”)而对于升压操作模式其被断言为高(或逻辑“1”)。

[0049] 误差放大器 217 的操作被忽略或未示出,其中假设电池 119 未处于其最大电压电平。注意,当电池 119 被完全充电时,放大器 217 防止升压模式(或仅允许最小的升压操作),以防止电池 119 的进一步充电。然而,当负载试图提取比适配器所能提供的电流更多的电流时,可使用升压模式,在这种情况下电池 119 放电以补偿负载电流。当电池 119 未被完全充电时,环路控制在误差放大器 205 和 215 之间。曲线图描绘提供给系统负载 113 的负载电流 ILD、相对于 ACREF 且由 ACFB 指示的适配器电流 IADP、相对于 CCREF(降压模式)和 DCREF(升压模式)通过电池 119 的负充电电流 -ICHG、相对于 HOLD TH 电压电平的 COMP 电压以及 BOOST 信号。负充电电流 -ICHG 也可被称为放电电流(IDCHG)。示出负载电流 ILD 以线性速率从 0 增加到高值以示出控制操作。假设在该时间中 ILD 的变化足够慢且未示出或忽略快速模式改变电路 235 的操作。

[0050] 在第一时间 t_0 , 操作处于降压模式, 其中负载电流 ILD 为低或 0 安培(A), 使得指示适配器电流 $IADP$ 的 $ACFB$ 相对较低。因为 ILD 为 0 或接近 0, 基本上全部的适配器电流流过 RSB 以对电池 119 充电。假设电池 119 未被完全充电, 且其电压充分低而吸收全部的充电电流。因此, $CCFB$ (充电电流反馈) 达到或试图超过 $CCREF$ (充电电流参考), 且误差放大器 215 控制 $COMP$ 以将电池充电电流限制在由 $CCREF$ 确定的其最大电平。在时间 t_0 之后直到随后的时间 t_1 , 当 ILD 增加时, $ACFB$ 与 ILD 成比例地升高同时保持低于 $ACREF$, 且误差放大器 215 保持控制以将充电电流限制在由 $CCREF$ 确定的最大电平。时间 t_0 和 t_1 之间的时段是充电电流限制时段。

[0051] 在时间 t_1 , ILD 升高到 $ACREF$ (适配器电流反馈) 达到或开始超过 $ACREF$ (适配器电流参考) 的点。 $ACREF$ 指示最大适配器电流电平, 使得误差放大器 205 开始试图减小电流电平, 同时在时间 t_1 之后 ILD 继续升高。在大约时间 t_1 处, 误差放大器 205 承担控制以将适配器电流限制在由 $ACREF$ 确定的最大电平。随着 ILD 继续升高, 误差放大器 205 限制适配器电流电平, 使得穿过电池 119 的充电电流开始减少。以此方式, 充电电流开始减小 (或 $-ICHG$ 增加), 使得更多的电流可用于提供给系统负载 113 的 ILD 。在时间 t_1 之后的时段开始适配器电流限制时段。

[0052] 在时间 t_1 之后, 当 ILD 继续增加时, $IADP$ 基于 $ACREF$ 保持恒定, 且 $-ICHG$ 继续增加 (充电电流减小)。 $VCTRL$ 的电平减小到使 $IADP$ 保持恒定同时提供系统负载 113 所请求的全部 ILD 电平的电平。在时间 t_0 和随后的时间 t_2 之间, ILD 保持为低于最大适配器电流, 且电流的余额被提供给电池 119 作为充电电流。

[0053] 在随后的时间 t_2 , ILD 达到最大适配器电流且充电电流变为 0 $VCTRL$ 减小到大约 $HOLD_{TH}$ 的电压。随着 ILD 继续升高, 保持比较器 227 将 $HOLD$ 切换为低, 以释放锁存器 231 的 $HOLD$ 输入。 $ACFB$ 高于 $ACREF$ 且锁存器 231 切换以断言 $BOOST$ 为高来发起升压操作模式。

[0054] 在升压操作模式下, 在时间 t_2 之后, 功率级 204 切换到升压模式且电池 119 放电以将电流提供给 ILD 。随着 ILD 升高, 误差放大器 205 保持控制以将适配器电流限制在由 $ACREF$ 确定的最大电平。随着 ILD 继续升高, 误差放大器 205 调节 $COMP$ 以控制功率级 204 工作在升压模式中以增加电池 119 的放电电流电平。因此, 当 $IADP$ 保持在其最大电平时, $VCTRL$ 随着 ILD 升高而升高以增加放电电流 $-ICHG$, 从而将电流余额提供给 ILD 。适配器电流限制时段从时间 t_2 至随后的时间 t_3 有效, 以将适配器电流维持在其最大期望电平。

[0055] 在随后的时间 t_3 , 电池 119 的放电电流达到由 $DCREF$ 确定的最大放电电流电平。在时间 t_3 , ILD 电流电平达到适配器 103 的最大电流电平和电池 119 的放电电流电平之和。 ILD 的电平不应试图超过该最大电流电平达明显的时段。然而, 如果在时间 t_3 之后 ILD 如图所示地增加, 误差放大器 215 恢复控制以防止来自电池 119 的放电电流超过由 $DCREF$ 指示的其最大电平。在时间 t_3 之后, 操作进入放电电流限制时段, 其中电池 119 的放电电流电平维持在其最大允许的电平。以此方式, 保护电池 119 以免超过其最大额定放电电流电平, 以保护电池和 / 或使安全性最优化。

[0056] 如果在时间 t_3 之后 ILD 如图所示地继续增加, 电池 119 的放电电流电平被限制, 使得附加的电流由适配器 103 提供。因此, 适配器 103 超过其最大电流电平。取决于适配器 103 的配置, $VOUT$ 的系统总线电压电平可开始下降。可允许这种情况持续有限时间, 只要适配器 103 不超过其最大电流电平达明显的时间量或者 $VOUT$ 不会下降明显的量。在一

个实施例中,可允许 ILD 升高到适配器 103 和电池 119 两者的最大电流电平以上达有限时间段。如果 ILD 持续高于适配器 103 和电池 119 的最大电流电平,则可由附加的保护电路等(未示出)检测到故障或误差情况,且电子设备 109 可关闭以防止错误情况、损坏或严重故障。

[0057] 当 ILD 减小时,操作基本上在反向上类似。电池 119 补充适配器未提供的超额负载电流,并且当负载电流减小时放电电流减小。当 ACFB 下降到低于 ACREF 且 VCTRL 下降到低于 HOLD TH 时,操作切换回降压模式。如前所述,同步栅控制器 229 使 Q2 工作在二极管仿真模式下,其中当通过监视 Q2 的 VDS 所确定的电感器电流下降至约 0 时 Q2 断开。在一个实施例中,在降压模式期间同步栅控制器 229 实现最小的 Q2 导通时间,以即使在降压模式期间也提供相对较小的升压电流电平。在降压模式下该升压功能用于防止太早切换到升压模式,并最小化或减少降压 / 升压切换点处的切换振荡。在一个实施例中,可将 CSIN 提供给同步栅控制器 229 以监视 Q1 的 VDS,以在升压模式期间根据二极管仿真操作 Q1。

[0058] 图 4 是描绘相对(和 / 或归一化)适配器电流 IADP、电池充电电流(ICHG)、VCTRL 和 BOOST 信号于时间的关系的曲线图,示出根据一个实施例的电池充电调制器 111 的瞬态响应。在这种情况下,系统负载(例如,ILD)从 3A 增加到 5A,且 ACREF 约为 4A。在 ILD 增加时适配器电流保持相对恒定,使得响应于 VCTRL 下降到 HOLD TH,充电电流减小到 0。BOOST 信号变高以切换到升压模式,且随着 ILD 继续增加,VCTRL 增加以增加放电电流,如 ICHG 进一步变负低于 0 所指示的。

[0059] 虽然已参考本发明的某些优选版本相当详细地描述了本发明,但可构想其它可能的版本和变型。本领域普通技术人员应当理解,他们能容易地利用所公开的概念和特定实施例作为基础来设计或修改其它结构以实现本发明的相同目的,这不背离由所附权利要求限定的本发明的精神和范围。

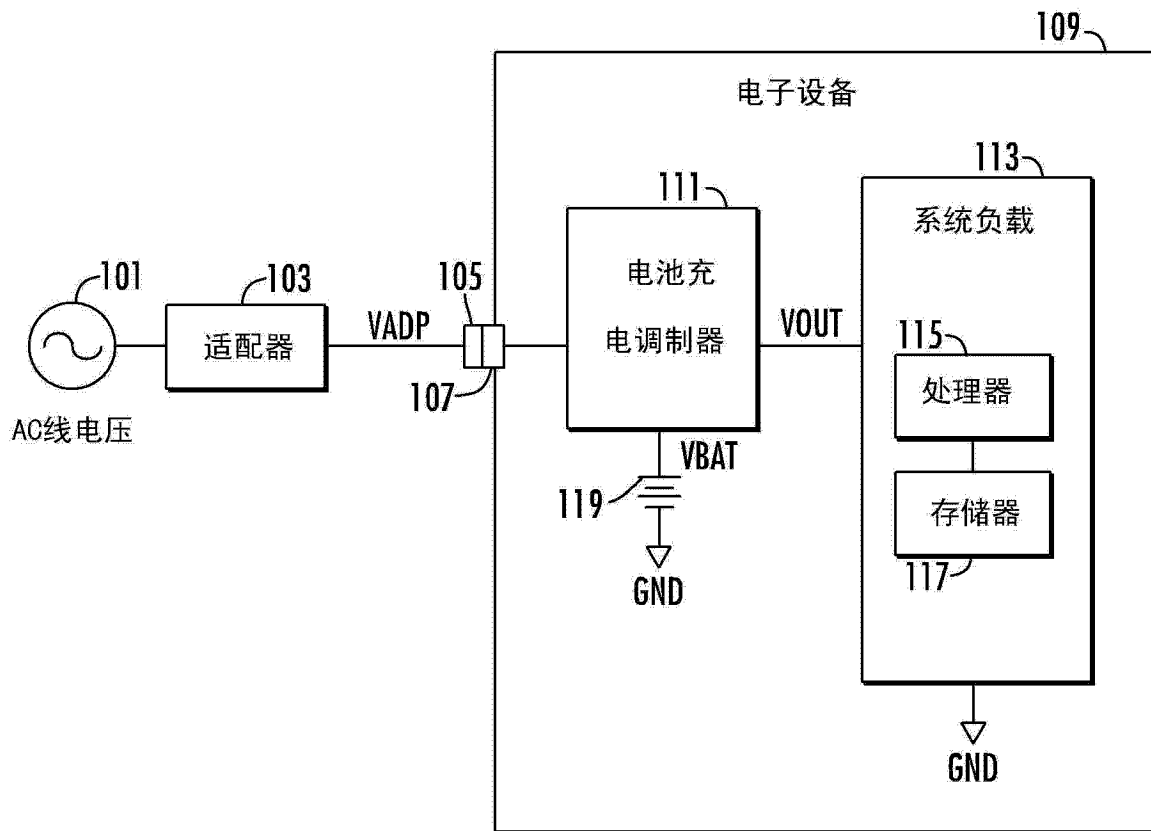


图 1

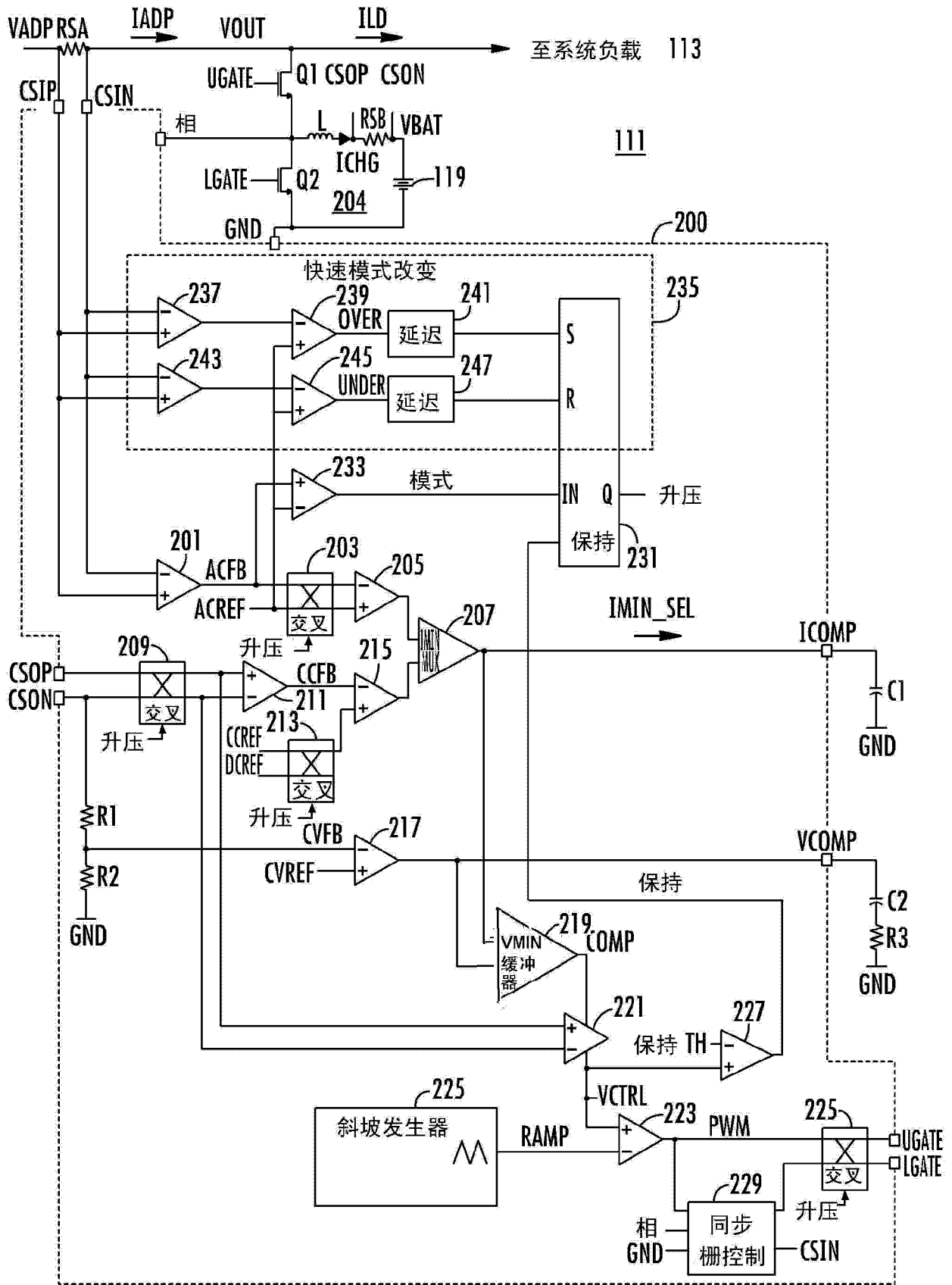


图 2

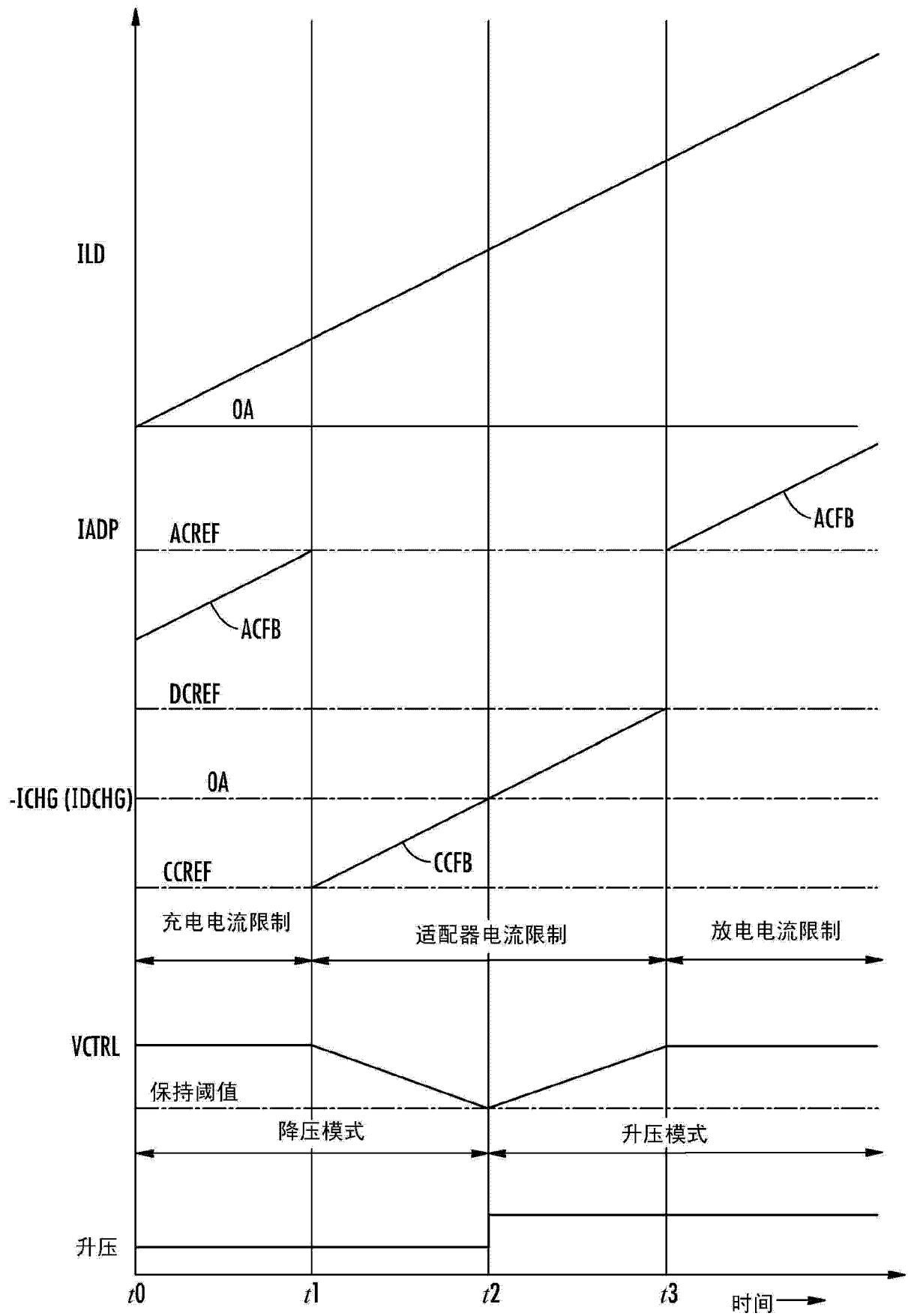


图 3

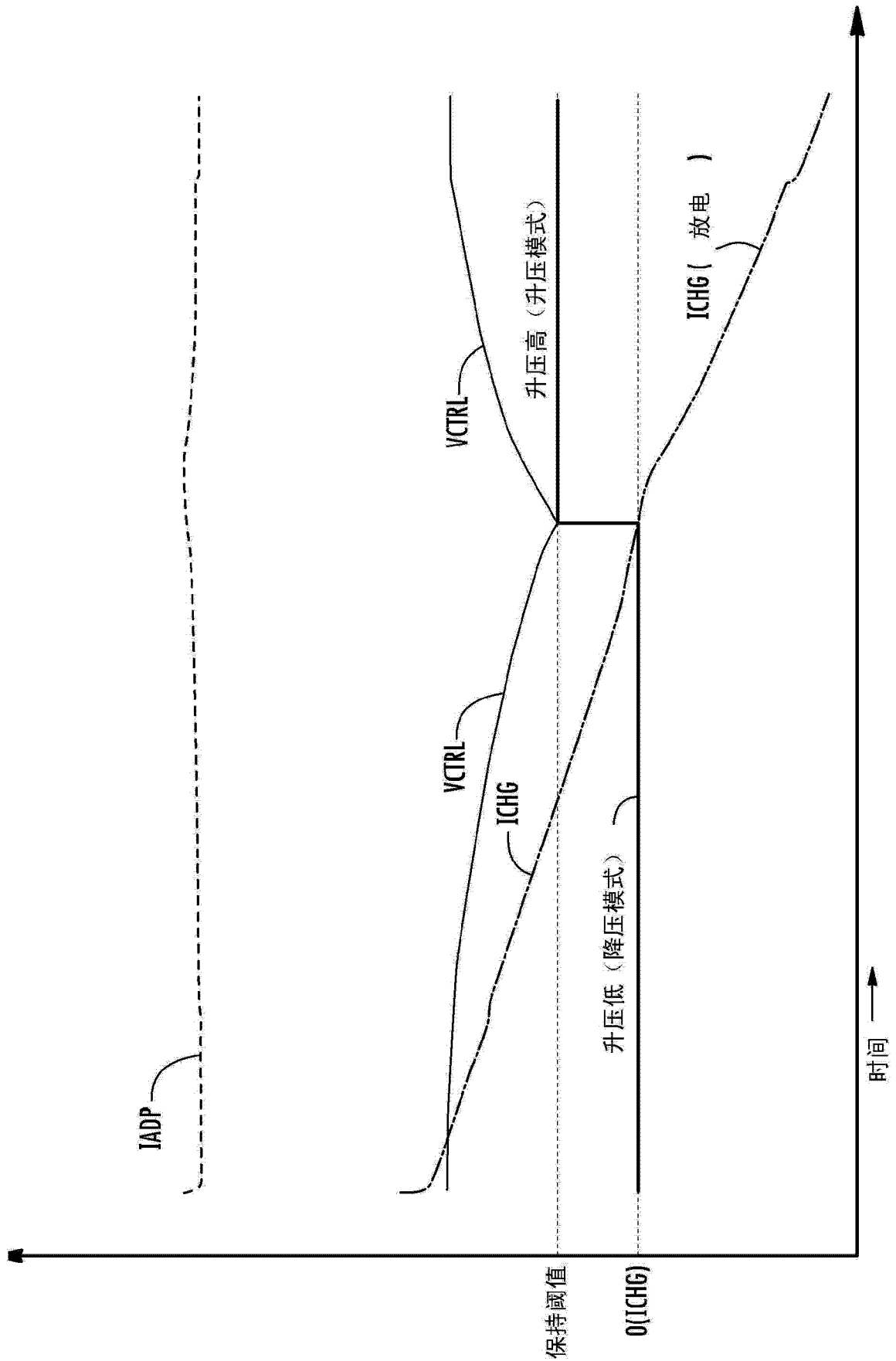


图 4