



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 105765844 A

(43)申请公布日 2016.07.13

(21)申请号 201380081194.6

(51)Int.Cl.

(22)申请日 2013.11.26

H02M 3/335(2006.01)

(85)PCT国际申请进入国家阶段日  
2016.05.25

(86)PCT国际申请的申请数据  
PCT/EP2013/074775 2013.11.26

(87)PCT国际申请的公布数据  
W02015/078489 EN 2015.06.04

(71)申请人 瑞典爱立信有限公司  
地址 瑞典斯德哥尔摩

(72)发明人 M·卡尔森 O·珀森

(74)专利代理机构 北京市金杜律师事务所  
11256

代理人 王茂华

权利要求书4页 说明书8页 附图8页

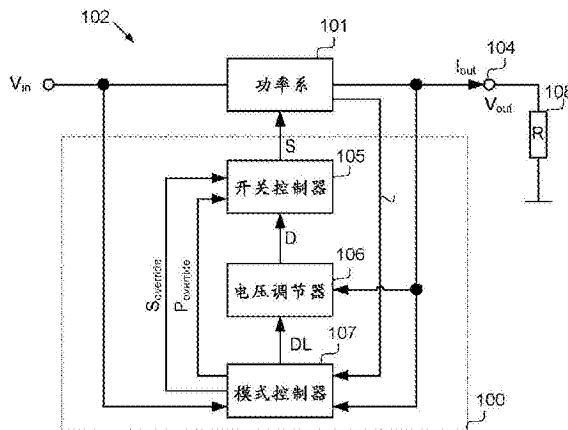
(54)发明名称

用于DC/DC变换器中基于能量的脉冲跳跃模式的控制电路和方法

(57)摘要

本发明涉及用于开关模式电源(101)的控制电路以及用于控制开关模式电源的功率系中的开关元件(201,202)的相关方法。控制电路包括被配置成监测输出电流(I<sub>out</sub>)以确定输出电流是否超过电流门限的模式控制器(107)。模式控制器被配置成控制开关控制器(105)以生成开关控制信号使得当电流超过电流门限时,功率系在连续传导模式下操作,并且在确定输出电流下降至或低于电流门限时,功率系的操作从连续传导模式变为脉冲跳跃模式,使得从连续传导模式进入脉冲跳跃模式,其中脉冲跳跃模式包括确定功率系的次级电路(204)中存储的能量的量。次级电路可操作地连接至输出端子,并且当次级电路中存储的能量的量下降到或低于能量阈值时,模式控制器借助于开关控制信号来指示开关控制器启用从初级电路到次级电路的能量传递,当次级电路中存储的能量的量超过上述能量门限时,

借助于开关控制信号禁用从初级电路到次级电路的能量传递。



1. 一种控制电路(100),被配置成控制开关模式电源(102)的功率系(101)中的开关元件(Q1-Q6),其中所述功率系(102)可操作地连接至所述开关模式电源(102)的输入端子(103)和输出端子(104),其中所述控制电路(100)包括:

开关控制器(105),可操作地连接至所述功率系(101)的所述开关元件(Q1-Q6),并且被配置成针对所述开关元件(Q1-Q6)生成开关控制信号,所述开关控制器(105)还被布置成接收占空比信号(D),其中所述占空比信号(D)控制所述开关控制信号(S)的占空比;

电压调节器(106),被配置成接收指示所述输出端子(104)的输出电压( $V_{out}$ )的输出电压信号,并且可操作用于借助于生成由所述开关控制器(105)接收的所述占空比信号(D)来控制所述输出端子(104)处的所述输出电压;以及

模式控制器(107),被配置成接收所述输出电压信号( $V_{out}$ )并且接收指示所述输入端子(103)的所述输入电压的输入电压信号( $V_{in}$ ),所述模式控制器(107)还被配置成接收指示从所述输出端子(104)流向可连接负载(108)的输出电流( $I_{out}$ )的输出电流信号(109),所述模式控制器(107)还被布置成与所述开关控制器(105)通信;

其中所述模式控制器(107)被配置成监测所述输出电流信号(109)以确定所述输出电流( $I_{out}$ )是否超过电流门限,并且被配置成控制所述开关控制器(105)生成所述开关控制信号(S),使得当所述电流超过所述电流门限时,所述功率系(101)在连续传导模式下操作,并且在确定所述输出电流( $I_{out}$ )下降到或者低于所述电流门限时,所述功率系(101)的操作从所述连续传导模式变为脉冲跳跃模式,使得从所述连续传导模式进入所述脉冲跳跃模式,其中所述脉冲跳跃模式包括确定所述功率系(101)的次级电路中存储的能量的量,所述次级电路(201)可操作地连接至所述输出端子(104),并且当所述次级电路(201)中存储的能量的量下降到或低于能量门限时,所述模式控制器(107)借助于所述开关控制信号(S)来指示所述开关控制器(105)启用从初级电路(202)到所述次级电路(201)的能量传递,当所述次级电路(201)中存储的能量的量超过所述能量门限时,借助于所述开关控制信号(S)来禁用从所述初级电路(202)到所述次级电路(201)的能量传递。

2. 根据权利要求1所述的控制电路(100),其中所述模式控制器(107)包括:

被配置成估计输出电流 $I_{est} = I_{error} + I_{mean}$ 的电流估计器,其中:

$I_{error} = G \cdot (V_{out} - V_{ref})$ ,其中G是第一常数, $V_{ref}$ 是参考电压;以及

$I_{mean} = k \cdot V_{in} \cdot (D - D^2)$ ,其中k是第二常数;

被配置成在电流之和( $I_{sum}$ )小于零时生成脉冲信号(P)的电流累加器,其中:

$I_{sum}[n] = I_{mux}[n] - I_{out}[n] + I_{sum}[n-1]$ ,其中n表示样本号,n-1表示前一样本,在生成脉冲信号(P)时, $I_{mux}$ 等于 $I_{est}$ ,否则 $I_{mux}$ 等于零,从而确定在脉冲跳跃模式期间所述功率系(101)的所述次级电路(201)中的能量的可用的量,并且在确定 $I_{sum}$ 小于零时,生成脉冲信号(P),以引起所述开关控制器(105)启用从所述功率系(101)的所述初级电路(202)到所述次级电路(201)的能量传递。

3. 根据权利要求1或2所述的控制电路(100),其中所述模式控制器(107)被配置成:

监测所述输出电流信号(109)以确定所述输出电流是否已经下降到或低于所述电流门限并且确定所述输出电流是否小于 $-I_{ripple}/2$ ,其中 $I_{ripple}$ 是所述输出电流的纹波电流分量的幅度;监测所述输出电压信号以确定所述输出电压( $V_{out}$ )是否在第一预定范围内;

在确定所述输出电流已经下降到或低于所述电流门限并且所述输出电压在所述第一

预定范围内时,控制所述开关控制器(105)维持所述开关模式电源(102)在所述连续传导模式下的操作。

4. 根据权利要求1或2所述的控制电路(100),其中所述模式控制器(107)可操作以:

监测所述输出电流信号以确定所述电流是否已经下降到或低于所述电流门限持续至少预定时间;

监测所述输出电压信号以确定所述输出电压是否在所述第一预定范围内;

在确定所述输出电流信号已经下降到或低于所述电流门限持续至少预定时间并且所述输出电压在所述第一预定范围内时,控制所述开关控制器使得所述开关模式电源的操作从连续传导模式变为所述脉冲跳跃模式。

5. 根据任一前述权利要求所述的控制电路,其中所述模式控制器被配置成在引起所述开关模式电源进入到所述脉冲跳跃模式之后并且在确定所述输出电流已经上升到高于所述门限或者所述输出电压已经移动至包括值的所述第一预定范围的值的第二预定范围之外时,引起所述开关控制器生成开关控制信号使得所述开关模式电源的操作从脉冲跳跃模式变为连续传导模式。

6. 根据任一前述权利要求所述的控制电路(100),其中:

所述控制电路可操作以控制所述开关模式电源(102)中的所述功率系(101),所述功率系(101)包括具有第一组开关元件( $Q_1$ 到 $Q_4$ )的初级电路(202)以及具有第二组开关元件( $Q_5$ ,  $Q_6$ )的次级电路(201),所述初级电路(202)和所述次级电路(201)通过变压器(203)可操作地连接至彼此;以及

所述模式控制器(107)被配置成在从连续传导模式到脉冲跳跃模式的操作改变期间首先在第一开关周期断开所述第一组开关元件( $Q_1$ - $Q_4$ )并且然后在下一开关周期断开所述第二组开关元件,从而防止从所述次级电路(201)到所述初级电路(202)的能量传递。

7. 根据任一前述权利要求所述的控制电路(100),其中所述模式控制器(107)被配置成生成锁定信号(DL),所述锁定信号(DL)被配置成在引起所述功率系(101)的操作从所述连续传导模式变为所述脉冲跳跃模式时,锁定来自所述电压调节器(106)的所述占空比信号(D)。

8. 根据权利要求7所述的控制电路(100),其中所述模式控制器(107)可操作以引起所述开关控制器(105)在所述功率系(101)在所述脉冲跳跃模式中操作之后在所述连续传导模式下重新开始操作时使用所述占空比信号(D)的锁定值重新开始操作。

9. 根据权利要求7或权利要求8所述的控制电路(100),其中所述电压调节器(106)包括:

被配置成接收所述输出电压信号( $V_{out}$ )并且可操作以基于所述输出电压信号与参考电压信号( $V_{ref}$ )之间的差异生成电压误差信号( $V_{error}$ )的误差信号生成器(401);

可操作以根据所述电压误差信号来生成所述占空比信号(D)的PID或PI调节器(403);以及

可操作用于向所述PID或PI调节器(403)中继所述电压误差信号并且用于在接收到所述占空比锁定信号(DL)时将所述电压误差信号设置为零的归零生成器(402)。

10. 根据任一前述权利要求所述的控制电路(100),其中所述门限电流等于 $I_{ripple}/2$ ,其中 $I_{ripple}$ 是所述输出电流的纹波电流分量的幅度。

11. 一种用于开关模式电源(102)的开关控制器(105)的控制以生成开关控制信号(S)的方法,所述开关控制信号(S)用于控制开关模式电源(102)的功率系(101)中的开关元件(Q<sub>1</sub>-Q<sub>6</sub>)以将输入端子(103)处的输入电压变换成输出端子(104)处的输出电压,其中所述功率系(101)包括可操作地连接至所述输入端子(103)的初级电路(202)以及可操作地连接至所述输出端子(104)的次级电路(201),所述方法包括:

监测指示从所述输出端子流向可连接负载的输出电流的输出电流信号以确定所述输出电流是否超过电流门限;

控制所述开关控制器生成开关控制信号以在确定所述输出电流超过所述电流门限时在连续传导模式下操作所述开关模式电源;

在确定所述输出电流下降到或低于所述电流门限时,

控制所述开关控制器(105)生成开关控制信号(S)以将所述功率系(101)的操作从连续传导模式直接改为脉冲跳跃模式并且锁定所述占空比信号的值,其中所述脉冲跳跃模式包括:

监测所述次级电路的能量水平;在确定所述次级电路的能量水平下降到或低于能量门限时,借助于所述开关控制信号来引起所述开关控制器启用从所述初级电路到所述次级电路的能量传递;

在确定所述次级电路(201)的能量超过所述能量门限时,借助于所述开关控制信号(S)禁用从所述初级电路(202)到所述次级电路(201)的能量传递。

12. 根据权利要求11所述的方法,其中确定所述次级电路的能量的步骤包括:

估计输出电流 $I_{est} = I_{error} + I_{mean}$ ,其中:

$I_{error} = G \cdot (V_{out} - V_{ref})$ ,其中G是第一常数, $V_{ref}$ 是参考电压;以及

$I_{mean} = k \cdot V_{in} \cdot (D - D^2)$ ,其中k是第二常数;

当电流之和( $I_{sum}$ )小于零时,生成脉冲信号(P),其中:

$I_{sum}[n] = I_{mux}[n] - I_{out}[n] + I_{sum}[n-1]$ ,其中n表示样本号,n-1表示前一样本,当生成脉冲信号时, $I_{mux}$ 等于 $I_{est}$ ,否则 $I_{mux}$ 等于零,从而确定在脉冲跳跃模式期间所述功率系的所述次级电路中的能量的可用的量,并且在确定 $I_{sum}$ 小于零时,生成脉冲信号(P),以启用从所述功率系(101)的所述初级电路(202)向所述次级电路(201)的能量传递。

13. 根据权利要求11或12所述的方法,还包括:

监测所述输出电流信号(109)以确定所述输出电流是否已经下降到或低于所述电流门限并且确定所述输出电流是否小于 $-I_{ripple}/2$ ,其中 $I_{ripple}$ 是所述输出电流的纹波电流分量的幅度;

监测所述输出电压信号以确定所述输出电压是否在第一预定范围内;

在确定所述输出电流已经下降到或低于所述电流门限并且所述输出电压在所述第一预定范围内时,生成开关控制信号(S)以维持所述开关模式电源在所述连续传导模式下的操作。

14. 根据权利要求11或12所述的方法,包括:

监测所述输出电流信号以确定所述电流是否已经下降到或低于所述电流门限持续至少预定时间;

监测所述输出电压电流信号以确定所述输出电压是否在第一预定范围内;

在确定所述输出电流信号已经下降到或低于所述电流门限持续至少预定时间并且所述输出电压在所述第一预定范围内时,生成开关控制信号使得所述开关模式电源的操作从连续传导模式变为所述脉冲跳跃模式。

15.根据权利要求11到14中的任一项所述的方法,包括:

在引起所述开关模式电源进入所述脉冲跳跃模式之后并且在确定所述输出电流已经上升到高于所述电流门限或者所述输出电压已经移动至包括值的所述第一预定范围的值的第二预定范围外部时,生成开关控制信号使得所述开关模式电源的操作从脉冲跳跃模式变为连续传导模式。

16.根据权利要求11到15中的任一项所述的方法,其中所述门限电流等于 $I_{\text{ripple}}/2$ ,其中 $I_{\text{ripple}}$ 是所述输出电流的纹波电流分量的幅度。

## 用于DC/DC变换器中基于能量的脉冲跳跃模式的控制电路和方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及用于开关模式电源的控制电路和方法。更特别地,本发明涉及用于可操作以控制脉冲跳跃模式的开关模式电源的控制电路和方法。

### 背景技术

[0002] 开关模式电源(SMPS)是一种公知类型的功率变换器,其在向现代电子电路供应电力方面扮演着至关重要的角色。若干SMPS改进已经设想在高负载情况期间增加开关效率的方式。这样的改进的示例是现代SMPS中使用的同步整流概念。同步整流引起SMPS在更高电流水平实现高的功率效率。但是同步整流在SMPS的功率系(power train)中遭受增加的开关活动,这导致与传统SMPS中传统上使用的标准二极管整流相比而言在轻负载条件下的效率降低。

[0003] SMPS的轻负载效率对于SMPS供电的设备而言正在变得越来越重要。改进的轻负载效率有助于节省能量并且延长SMPS供电的设备的电池寿命。

[0004] 现有技术中有几种用于改善SMPS的轻负载效率的方法。这样的方法的一个示例是借助于在非连续传导模式(DCM)下运行SMPS来降低循环能量和相关联的损失。方法的另一示例是借助于降低轻负载条件下的开关频率来降低开关损失。最后的示例针对多相变换器并且这些多相变换器的轻负载条件期间的改进通过关闭不必要的相位来实现。

[0005] 另一公知的增加轻负载效率的方法是引入操作的脉冲跳跃模式(PSM)。操作的脉冲跳跃模式通常包括当占空比低于预定义的最小占空比时开始跳跃脉冲。这包括在非连续传导模式(DCM)下操作SMPS,这一方法的示例可以在诸如来自德州仪器的TPS61175等普通SMPS控制器的应用注释中找到。

[0006] 脉冲跳跃模式的又一变型可以在US7075280中找到。这一变型使用恒定的接通时间,这意味着改变断开时间并且从而改变SMPS的开关频率。

[0007] US2006/0268974A1中公开了又一解决方案,其包括将SMPS的操作模式从CCM变为DCM而不改变开关信号的占空比。

[0008] 与现有技术的解决方案相关联的问题在于,在操作的PSM期间进入SMPS的DCM。

### 发明内容

[0009] 鉴于已知的SMPS控制方法中的这些问题,本发明旨在改进SMPS的轻负载效率。

[0010] 本发明的另一目的是提供重负载与轻负载之间的平滑过渡。

[0011] 根据本发明的实施例,提供了一种被配置成控制开关模式电源(102)的功率系中的开关元件的控制电路。功率系可操作地连接至上述开关模式电源的输入端子和输出端子。控制电路包括可操作地连接至功率系的开关元件的开关控制器。开关控制器被配置成针对上述开关元件生成开关控制信号,开关控制器还被布置成接收占空比信号。占空比信号控制开关控制信号的占空比。控制电路还包括被配置成接收指示上述输出端子的输出电

压的输出电压信号的电压调节器。电压调节器可操作于借助于生成上述占空比信号来控制输出端子处的输出电压。占空比信号由上述开关控制器来接收。控制电路还包括被配置成接收输出电压信号并且接收指示上述输入端子的输入电压的输入电压信号的模式控制器。模式控制器还被配置成接收指示从输出端子流向可连接负载的输出电流的输出电流信号。模式控制器还被配置成与上述开关控制器通信。模式控制器还被配置成监测输出电流信号以确定输出电流是否超过电流门限,并且被配置成控制开关控制器生成开关控制信号,使得当电流超过电流门限时,功率系在连续传导模式下操作,并且在确定输出电流下降到或低于电流门限时,功率系的操作从连续传导模式变为脉冲跳跃模式。以这一方式,连续传导模式进入脉冲跳跃模式。脉冲跳跃模式包括确定功率系的次级电路中存储的能量的量。次级电路可操作地连接至输出端子,并且当次级电路中存储的能量的量下降到或低于能量门限时,模式控制器借助于开关控制信号来指示开关控制器启用从初级电路到所述次级电路的能量传递,当次级电路中存储的能量的量超过上述能量门限时,借助于开关控制信号来禁用从初级电路到次级电路的能量传递。

[0012] 根据本发明的另一实施例,提供了一种用于开关模式电源的开关控制器的控制以生成开关控制信号的方法,开关控制信号用于控制开关模式电源的功率系中的开关元件。功率系包括可操作地连接至输入端子的初级电路以及可操作地连接至输出端子的次级电路。方法包括:监测指示从输出端子流向可连接负载的输出电流的输出电流信号以确定输出电流是否超过电流门限。方法还包括:控制开关控制器生成开关控制信号以在确定输出电流超过电流门限时在连续传导模式下操作开关模式电源。在确定输出电流下降到或低于电流门限时,控制开关控制器生成开关控制信号以将功率系的操作从连续传导模式直接改为脉冲跳跃模式并且锁定占空比信号的值。脉冲跳跃模式包括:监测次级电路的能量水平。脉冲跳跃模式还包括:在确定次级电路的能量水平下降至或低于能量门限时,借助于开关控制信号来引起开关控制器启用从初级电路到次级电路的能量传递。脉冲跳跃模式还包括:在确定次级电路的能量超过能量门限时,借助于开关控制信号禁用从初级电路到次级电路的能量传递。

## 附图说明

[0013] 现在参考附图仅通过示例的方式来描述本发明的实施例,在附图中:

[0014] 图1示出了根据本发明的实施例的SMPS;

[0015] 图2图示使用同步整流和全桥的SMPS的传统的功率系;

[0016] 图3示出了根据本发明的实施例的开关控制器;

[0017] 图4示出了根据本发明的实施例的电压调节器;

[0018] 图5示出了根据本发明的实施例的模式调节器;

[0019] 图6是图示根据本发明的实施例的控制SMPS的方法的流程图;

[0020] 图7是图示根据本发明的实施例的控制SMPS的方法的流程图;

[0021] 图8是用于本发明的实施例的输出电流与时间的图;

[0022] 图9是来自第一实验的仿真结果的图;

[0023] 图10是来自第二实验的仿真结果的图;以及

[0024] 图11是来自第三实验的仿真结果的图。

### 具体实施方式

[0025] 下面,参考某些实施例以及附图更详细地描述不同的方面。出于解释而非限制的目的,给出了具体细节,诸如特定场景和技术,以便提供对不同实施例的透彻理解。然而,也存在偏离这些具体细节的其他实施例。

[0026] 本发明的基本构思是使用计算每个脉冲中的能量的值的电荷/能量计算器。这一能量值存储在累加器中。从累加器中存储的能量值中减去流向可连接负载的输出电流。当累加器中存储的能量值低于零时,模式控制器启用功率系的开关以使用来自电感器的新的脉冲对输出电容器充电并且将对应能量值添加至累加器。图9中图示了针对一个循环的所得到的波形因子。针对连续导通模式,图8中的占空比D优选地为锁定占空比。两个脉冲中的总的电荷量等于:

$$[0027] \quad \begin{aligned} Q_{pulse} &= I_{mean} T_s = \frac{I_{pk-pk}}{2} T_s = \frac{nV_{in} - V_{out}}{2L} D T_{sw} T_s = \frac{nV_{in} - DnV_{in}}{2L} D T_{sw} T_s = \\ &= \frac{nV_{in} T_{sw} T_s}{2L} (D - D^2) \end{aligned}$$

[0028] 使用采样周期 $T_s$ 对输出电流采样。总的电荷量为:

$$[0029] \quad Q_{tot} = Q_{pulse} - Q_{load} = \frac{nV_{in} T_{sw} T_s}{2L} (D - D^2) - I_{out} T_s$$

[0030] 由于开关频率恒定,所以可以将电荷计算连同 $T_s = 2 * T_{sw}$ 简化为计算累加的电流样本,其给出:

$$[0031] \quad I_{sum} = I_{mean} - I_{out} = \frac{nV_{in} T_s}{4L} (D - D^2) - I_{out} = kV_{in} (D - D^2) - I_{out}$$

[0032] 其中 $k = \frac{nT_s}{4L}$ 为常数。

[0033] 在使用下降斜坡用于计算的替选实施例中,给出平均电流 $I_{mean}$ 的简化计算:

$$[0034] \quad I_{mean} = \frac{I_{pk-pk}}{2} = \frac{V_{out}}{L} (1 - D) T_{sw}$$

[0035] 图1示出了根据本发明的实施例的开关模式电源(SMPS)102。在本实施例中,SMPS 102包括功率系101和控制电路100。功率系101可操作地连接至输入端子103用于接收输入电压( $V_{in}$ )。功率系101还可操作地连接至输出端子104,输出端子104被配置成连接至可连接负载108。输入端子103处的输入电压借助于由控制电路100控制的上述功率系101被变换成输出端子104处的不同的输出电压。

[0036] 为了描述图1的其余部分,现在参考图2。

[0037] 图2示出了同步整流类型的传统的功率系101。功率系包括连接至输入端子103和中心抽头变压器203的全桥初级电路202,变压器203的中心抽头端子经由次级电路201连接至输出端子104。

[0038] 初级电路202包括两个并联支路。第一支路包括串联连接在输入端子( $V_{in}$ )与接地节点之间的第一开关元件 $Q_1$ 和第三开关元件 $Q_3$ 。第二支路包括串联连接在输入端子( $V_{in}$ )与接地节点之间的第二开关元件 $Q_2$ 和第四开关元件 $Q_4$ 。变压器203连接至第一支路和第二支路使得第一到第四开关元件 $Q_1$ - $Q_4$ 控制向变压器203的初级绕组施加的输入电压的连接。



[0039] 次级电路201连接至变压器203的中心抽头端子206,其中中心抽头端子206经由串联电感器205连接至输出端子( $V_{out}$ )。输出端子( $V_{out}$ )经由电容器204连接至接地节点209。变压器203的第一次级绕组207经由第五开关元件 $Q_5$ 连接至接地节点209。变压器203的第二次级绕组208经由第六开关元件 $Q_6$ 连接至接地节点209。变压器203的第一和第二次级绕组连接至中心抽头206。

[0040] 第一到第六开关元件 $Q_1$ - $Q_6$ 中的每个具有对应控制引线。这一组控制引线被共同分配开关控制信号S并且控制功率系101的上述开关元件 $Q_1$ - $Q_6$ 。

[0041] 控制电路100包括可操作用于生成上述开关控制信号(S)的开关控制器105。图3中示出了开关控制器105的实施例。开关控制信号S控制功率系101的开关元件 $Q_1$ - $Q_6$ 以便将输入端子103处的输入电压变换成输出端子104处的输出电压。开关控制器105被配置成接收指示功率系101的命令占空比的占空比信号D。占空比信号D与来自比较器301中的锯齿生成器的锯齿信号相比较。来自比较器301的输出连接至初级逻辑电路303和次级逻辑电路304。

[0042] 初级逻辑电路303被配置成针对功率系101的初级电路303生成必要的开关控制信号S,初级逻辑电路303包括用于初级超驰信号(override signal) $P_{override}$ 的输入。这一初级超驰信号抑制开关控制信号操纵功率系101的初级电路202,从而抑制初级电路202的开关。

[0043] 次级逻辑电路304被配置成针对功率系101的次级电路201生成必要的开关控制信号S,次级逻辑电路304包括用于次级超驰信号 $S_{override}$ 的输入。这一次级超驰信号 $S_{override}$ 抑制开关控制信号S操纵功率系101的次级电路201,从而抑制次级电路201的开关。

[0044] 控制电路100还包括电压调节器106。图4中图示电压调节器106的实施例。电压调节器106包括被配置成计算输出端子104处的输出电压 $V_{out}$ 与参考电压 $V_{ref}$ 之间的电压差的差异电路401。电压差 $V_{error}$ 用作复用电路402的输入,复用电路402可操作以在占空比锁定信号DL等于零的情况下输出上述电压差 $V_{error}$ 。如果占空比锁定信号DL等于1,则复用电路402输出零,表明输出电压与参考电压之间的差异为零。来自复用电路302的输出用作PID控制器303的输入,PID控制器303可操作以生成占空比信号D。

[0045] 控制电路100还包括模式控制器107。图5中示出了模式控制器107的实施例。

[0046] 模式控制器107包括电流估计电路501,电流估计电路501被配置成基于输出电压 $V_{out}$ 、参考电压 $V_{ref}$ 、输入电压 $V_{in}$ 和占空比信号D估计输出电流 $I_{est}$ 。估计电流如下计算:

$$[0047] \quad I_{est} = I_{mean} + I_{err}$$

[0048] 其中 $I_{err}$ 为如下计算的误差电流:

$$[0049] \quad I_{err} = G \cdot (V_{out} - V_{ref})$$

[0050] 其中G为第一常数,优选地在区间[40,80]内。平均电流 $I_{mean}$ 如下计算:

$$[0051] \quad I_{mean} = k \cdot V_{in} \cdot (D - D^2)$$

[0052] 其中k是第二常数。

[0053] 估计的输出电流 $I_{est}$ 用作电流累加器502的第一输入信号。电流累加器502的第二输入信号是表示从功率系101到可连接负载的输出电流的输出电流信号 $I_{out}$ 。电流累加器502被配置成在电流之和 $I_{sum}$ 小于零时输出脉冲跳跃信号。电流之和 $I_{sum}$ 如下计算:

$$[0054] \quad I_{sum}[n] = I_{err}[n] + I_{sum}[n-1]$$

[0055] 这一等式是差分等式,其中n是样本号,n-1是前一样本。

[0056] 如果用 $I_{mux}[n] - I_{out}[n]$ 取代 $I_{err}[n]$ ,则得到以下等式:

[0057]  $I_{sum}[n] = I_{err}[n] + I_{sum}[n-1] = I_{mux}[n] - I_{out}[n] + I_{sum}[n-1]$

[0058] 当生成脉冲跳跃信号P时,  $I_{mux}$ 等于估计的输出电流 $I_{est}$ , 否则 $I_{mux}$ 等于零。

[0059] 从而, 确定了在脉冲跳跃模式期间功率系的次级电路中的可用能量的量, 并且在确定 $I_{sum}$ 小于零时, 则生成脉冲信号, 以引起开关控制器启用从功率系的初级电路到次级电路的能量传递。

[0060] 在电流估计器的另一实施例中, 使用PSM中的理想占空比来计算平均电流 $I_{mean}$ :

[0061]  $D_{ideal} = V_{out} / (n \cdot V_{in})$

[0062] 平均电流 $I_{mean}$ 如下计算:

[0063]  $I_{mean} = n \cdot V_{in} \cdot T_s / L \cdot (D - D^2) = T_s \cdot V_{out} / L \cdot (1 - V_{out} / (n \cdot V_{in}))$

[0064] 用于平均电流 $I_{mean}$ 的这一表达式优选地被预先计算并且连同输入电压 $V_{in}$ 被存储在用于给定输出电压 $V_{out}$ 的查找表中, 输入电压 $V_{in}$ 用作查找表的关键字(key)。

[0065] 图6是示出根据第一实施例的由控制电路100执行的、用以控制SMPS 102的功率系101的操作模式的处理操作的流程图。

[0066] 在图6的示例中, SMPS 102的功率系101在第一步601中在控制电路100的控制之下开始操作。在这一步, 由控制电路100调节SMPS 102的输出电压( $V_{out}$ ), 使得功率系101在连续传导模式(CCM)下操作。

[0067] 在第二步602, 模式控制器使用指示输出电流 $I_{out}$ 的信号确定输出电流 $I_{out}$ 是否超过门限值 $I_{thres}$ 。

[0068] 另外, 为了防止由于来自SMPS 102的负载电流的突然下降而导致的对开关元件 $Q_5$ 和 $Q_6$ 的可能损坏, 模式控制器107在第二步602还确定输出电流 $I_{out}$ 在开关循环期间的任何阶段是否小于 $-I_{ripple}/2$ 。这一保护的原因是在大的反向电流流过电感器205的同时断开第五开关元件 $Q_5$ 和第六开关元件 $Q_6$ 存在破坏或损坏这些开关元件的风险。因此不期望的是, 在大于 $-I_{ripple}/2$ 的反向电流流过电感器205的情况下断开第五和第六开关元件。

[0069] 在第二步602, 模式控制器优选地还在本实施例中确定输出电压 $V_{out}$ 是否在电压范围 $V_{01} < V_{out} < V_{0h}$ 外部。如果是, 则优选的是, SMPS 102停止由于下面描述地在脉冲跳跃模式下操作而获得的效率改进, 取而代之地调节输出电压 $V_{out}$ 以将其保持在规定的范围内。

[0070] 如果模式控制器107在第二步602确定输出电流 $I_{out} > I_{thres}$ 和/或输出电流 $I_{out} < -I_{ripple}/2$ 和/或输出电压在上述范围 $[V_{01}, V_{0h}]$ 外部, 则模式控制器107控制开关控制器105将功率系101的操作维持在CCM下并且处理返回第一步601。在这种情况下, 模式控制器107将占空比锁定信号(DL)设置为零, 这引起归零生成器302向PID控制器303中继误差信号 $V_{error}$ 。

[0071] 另外, 如果不满足第二步中测试的任何条件, 则模式控制器107进入第三步603。在第三步603, 模式控制器107将占空比锁定信号DL设置为1, 这引起归零生成器402向PID控制器303输出指示参考电压与输出电压之间没有差异的零, 从而引起由PID控制器303输出的占空比值D被锁定。

[0072] 在锁定占空比之后, 执行第四步604。第四步604包括生成次级超驰信号 $S_{override}$ 和初级超驰信号 $P_{override}$ 和从模式控制器107向开关控制器106传输次级超驰信号 $S_{override}$ 和初级超驰信号 $P_{override}$ 。初级和次级超驰信号到开关控制器105的传输引起初级逻辑电路303和次级逻辑电路停止其操作。从而, 没有开关出现并且功率系101在脉冲跳跃模式(PSM)操作。在PSM中, 开关控制信号S不被转发到对应开关元件 $Q_1-Q_6$ 。

[0073] 为了防止从功率系101的次级电路201到初级电路202的能量传递,模式控制器107首先引起第五开关元件 $Q_5$ 和第六开关元件 $Q_6$ 断开,并且然后在下一开关周期引起第一开关元件 $Q_1$ 和第四开关元件 $Q_4$ 断开。

[0074] 当功率系101在PSM下操作时,模式控制器107继续监测输出电流信号 $I_{out}$ 和输出电压信号 $V_{out}$ 。在第五步605,模式控制器107确定输出电流 $I_{out}$ 是否大于门限值 $I_{thres}$ ,以及输出电压信号 $V_{out}$ 是否在包括第一电压范围 $[V_{01}, V_{0h}]$ 的第二值范围的外部,即 $V_{out} > V_{0h}$ 还是 $V_{out} < V_{0L}$ ,其中 $V_{0L} < V_{01} < V_{0h} < V_{0H}$ 。输出电压的这一比较防止不想要的振荡。

[0075] 如果在第五步605满足条件 $I_{out} > I_{thres}$ 、 $V_{out} > V_{0h}$ 和 $V_{out} < V_{0L}$ 中的任何条件,则模式控制器107按照占空比信号D指示开关控制器105重新开始操作并且同时禁用超驰信号并且将占空比锁定信号(DL)设置为零,从而使得功率系101能够在第一步601在CCM下重新开始操作。因此,功率系101在PWM的控制之下从在PSM下操作变回在CCM下操作。由于占空比D的值在第三步603被模式控制器107锁定,所以开关模式控制器105使用占空比D的锁定值在CCM重新开始操作。

[0076] 在另一实施例中,向第五步605增加附加条件。这一附加条件为 $I_{sum} < I_{min}$ ,并且如果 $I_{sum}$ 小于最小值 $I_{min}$ ,则模式控制器107应当在CCM重新开始操作。这一附加条件可以在负载缓慢增加并且变为接近CCM极限的情况下减小输出电压变化。

[0077] 在又一实施例中,最小值 $I_{min}$ 可以取决于估计的电流信号 $I_{est}$ , $I_{sum} < -w \cdot I_{est}$ ,其中w是合适的正的常数, $w < 1$ ,并且在优选实施例中, $w = 1.5$ 。

[0078] 在又一实施例中,确定下一脉冲是否足以对电容器充电。这通过包括输出电流 $I_{sum} + I_{est} < I_{out}$ 来实现,其引起平滑过渡。

[0079] 图7是示出根据第二实施例的由控制电路100执行用于控制SMPS 102的功率系101的操作模式的处理操作的流程图。

[0080] 在图7的示例中,SMPS 102的功率系101在第一步701在控制电路100的控制之下开始操作。在这一步,由控制电路100调节SMPS 102的输出电压,使得功率系101在连续传导模式(CCM)下操作。

[0081] 在第二步702,模式控制器使用指示输出电流 $I_{out}$ 的所接收的信号确定输出电流 $I_{out}$ 是否超过门限值 $I_{thres}$ 。

[0082] 在第二步702,模式控制器优选地还在本实施例中确定输出电压 $V_{out}$ 是否在电压范围 $V_{01} < V_{out} < V_{0h}$ 外部。如果是,则优选的是,SMPS 102调节输出电压 $V_{out}$ 以将其保持在规定的范围内。

[0083] 如果模式控制器107在第二步702确定输出电流 $I_{out} > I_{thres}$ 和/或输出电压在上述范围 $[V_{01}, V_{0h}]$ 外部,则模式控制器107控制开关控制器105将功率系101的操作维持在CCM下并且处理返回第一步701。在这种情况下,模式控制器107向归零生成器发出指示信号,指示信号引起归零生成器302向PID控制器303中继误差信号 $V_{error}$ 。

[0084] 另外,如果不满足第二步702中的条件中的任何条件,则模式控制器107执行第三步703。在第三步703,模式控制器等待定义的时间,其应当是瞬变消失并且输出电流变得稳定所需要的长度。

[0085] 在第四步704,模式控制器107使用指示输出电流 $I_{out}$ 的所接收的信号确定输出电流 $I_{out}$ 是否超过门限值 $I_{thres}$ 。

[0086] 在第四步704,模式控制器107优选地还确定输出电压 $V_{out}$ 是否在电压范围 $V_{01}<V_{out}<V_{0h}$ 外部。如果是,则优选的是,SMPS 102调节输出电压 $V_{out}$ 以将其保持在所规定的范围内。

[0087] 另外,如果第四步704中测试的条件中的任何条件都不被满足,则模式控制器107执行第五步骤705。

[0088] 在第五步骤705,模式控制器确定输出电流 $I_{out}<I_{thres}$ 在定义的时间之后是否足够长以使瞬变消失并且使得来自电感器的电流变得稳定。

[0089] 如果在第五步705确定输出电流 $I_{out}$ 在定义的时间之后大于门限 $I_{thres}$ ,则模式控制器执行第一步701。

[0090] 如果在第五步705确定瞬变已经消失并且在定义的时间之后输出电流 $I_{out}<I_{thres}$ ,则进入第六步706。

[0091] 在第六步706,模式控制器107生成占空比锁定信号DL,占空比锁定信号DL引起归零生成器302向PID控制器303输出零,指示参考电压与输出电压之间不存在差异,从而引起由PID控制器303输出的占空比值D被锁定。

[0092] 在锁定占空比之后,执行第七步707。第七步707包括生成次级超驰信号 $S_{override}$ 和初级超驰信号 $P_{override}$ 并且从模式控制器107向开关控制器105传输次级超驰信号 $S_{override}$ 和初级超驰信号 $P_{override}$ 。初级和次级超驰信号到开关控制器105的传输引起初级逻辑电路303和次级逻辑电路停止其操作。从而,没有开关出现并且功率系101在脉冲跳跃模式(PSM)下操作。在PSM下,开关控制信号S不被转发到对应开关元件 $Q_1-Q_6$ 。

[0093] 为了防止从功率系101的次级电路201到初级电路202的能量传递,模式控制器107首先引起第五开关元件 $Q_5$ 和第六开关元件 $Q_6$ 断开,并且然后在下一开关周期引起第一开关元件 $Q_1$ 和第四开关元件 $Q_4$ 断开。

[0094] 当功率系101在PSM下操作时,模式控制器107继续监测输出电流信号 $I_{out}$ 和输出电压信号 $V_{out}$ 。在第八步708,模式控制器107确定输出电流 $I_{out}$ 是否大于门限值 $I_{thres}$ ,以及输出电压信号 $V_{out}$ 是否在包括第一电压范围 $[V_{01}, V_{0h}]$ 的第二值范围外部,即 $V_{out}>V_{0h}$ 还是 $V_{out}<V_{0L}$ ,其中 $V_{0L}<V_{01}<V_{0h}<V_{0H}$ 。输出电压的这一比较防止不想要的振荡。

[0095] 如果第八步708中满足条件 $I_{out}>I_{thres}$ 、 $V_{out}>V_{0h}$ 和 $V_{out}<V_{0L}$ 中的任何条件,则模式控制器107按照占空比信号D指示开关控制器105重新开始操作并且同时禁用超驰信号和占空比锁定信号,从而使得功率系101能够在第一步701在CCM下重新开始操作。因此,功率系101在PWM的控制之下从在PSM下操作变回在CCM下操作。由于占空比D的值在第六步706被模式控制器107锁定,所以开关模式控制器105使用占空比D的锁定值在CCM下重新开始操作。

[0096] 这一第二实施例不需要测量负电流的可能性。

[0097] 为了进一步阐明本发明的有益特征,进行了一系列实验。

[0098] 在这些实验中使用的SMPS 102被包括在具有初级侧202全桥布置和中心抽头次级侧同步整流电路201的功率系101中,如以上参考图2所描述的。输入电压 $V_{in}$ 被设置为54V并且额定输出电压 $V_{nom}$ 为12V。通过在输出LC滤波器15的谐振频率处放置一个零点并且在一个倍频程以下处放置另一个零点并且针对适当的增益和相位裕度调节增益,使用标准的经验法则针对CCM模式调节PID调节器设计。

[0099] 这些实验中使用的电压门限(以伏特为单位)如下: $V_{0L}=11.97$ ;  $V_{01}=11.98$ ;  $V_{nom}=12.00$ ;  $V_{0h}=12.02$ ;  $V_{0H}=12.03$ 。

[0100] 通常,这些限制当然应当针对所使用的技术来调节,例如在使用数字实现时受模数变换器(ADC)的限制。

[0101] 现在参考图9,描述第一实验。第一实验使用恒定输出电流1.0A。每个电感器脉冲中的电流理想地是3.5A。这表示,仅需要脉冲中的大致1/3.5。在图9中示出了,需要稍微多于脉冲的1/3。估计电流 $I_{est}$ 的平均值刚刚低于3。因此,3.5的理想 $I_{mean}$ 稍微太高。电压反馈补偿这一误差并且所得到的输出电压等于参考电压12V。输出电压纹波为20mV<sub>pk-pk</sub>。

[0102] 进行第二实验以便研究在从0到6A的缓慢输出电流增加期间的行为,其中系统从PSM模式变为PWM模式。图10中图示了这一实验。初始,输出电流为零并且开关元件Q<sub>1</sub>-Q<sub>6</sub>在断开状态。使用理想的平均电流值 $I_{mean}$ 预先加载电流之和 $I_{sum}$ 。负载增加以引起 $I_{sum}$ 降至零以下并且发起第一充电脉冲。随着输出电流增加,充电脉冲被更频繁地发起。当输出电流达到某个限制时,即当 $I_{sum}$ 降至 $-I_{est}$  1.5门限以下时,系统变为PWM模式调节。避免了大的电压偏差,即从不到达 $V_{OL}$ 门限。

[0103] 进行第三实验以便研究在负载瞬变期间的行为。使用方波形状的负载阶梯1-20-1A来测试这一行为。图11中示出了这些负载步骤期间的输出电压。总是具有CCM模式的标准PWM示出了 $\pm 0.31V$ 的电压偏移,未示出仿真。在图11中,具有脉冲跳跃的PWM示出了相同的电压偏差。因此,PSM与PWM调节器之间的过渡引起最小干扰。

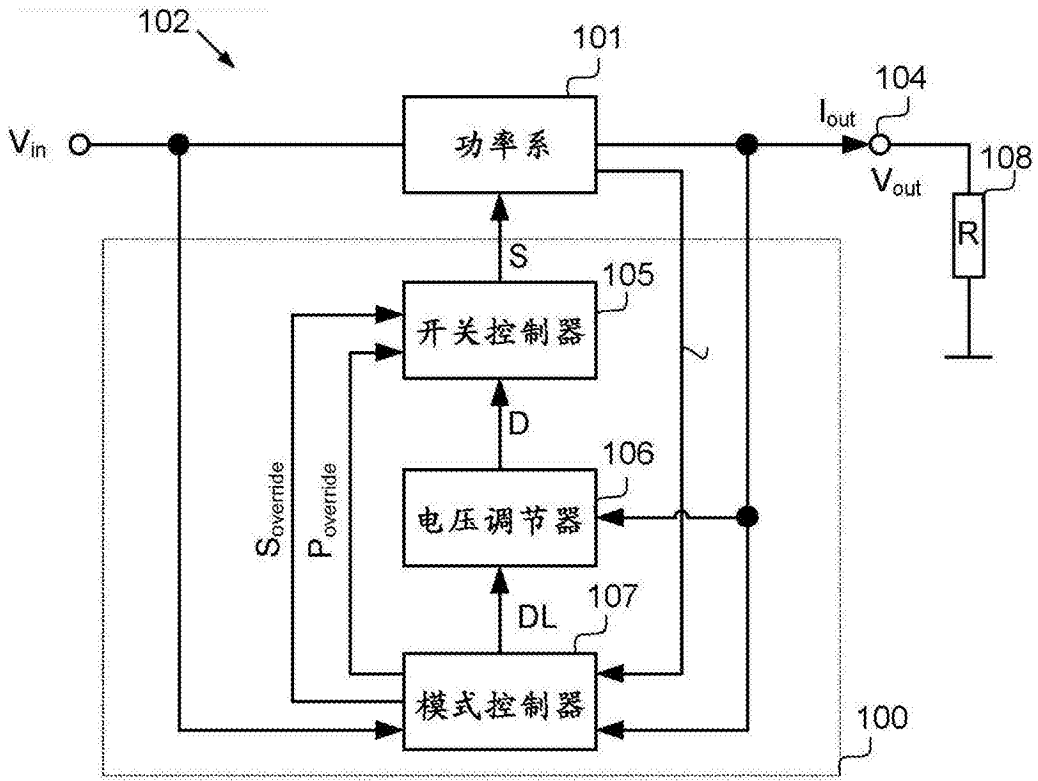


图1

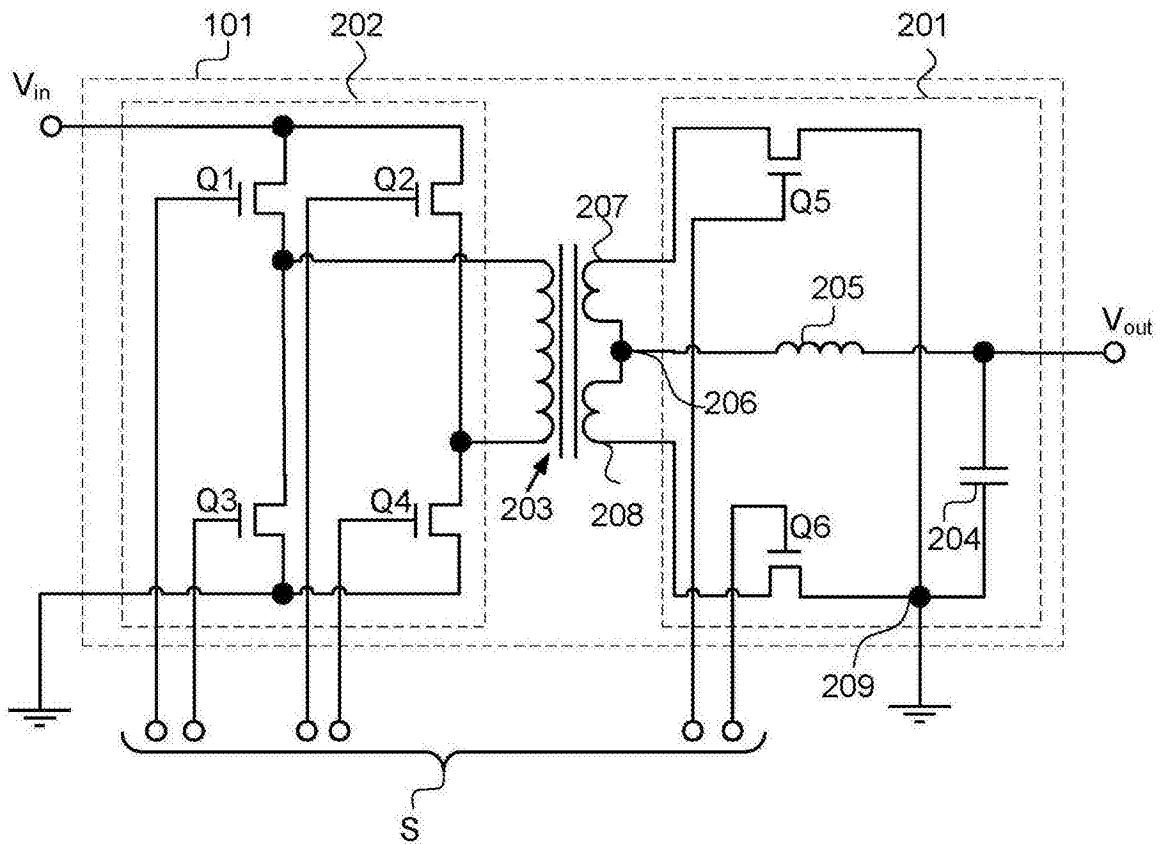


图2

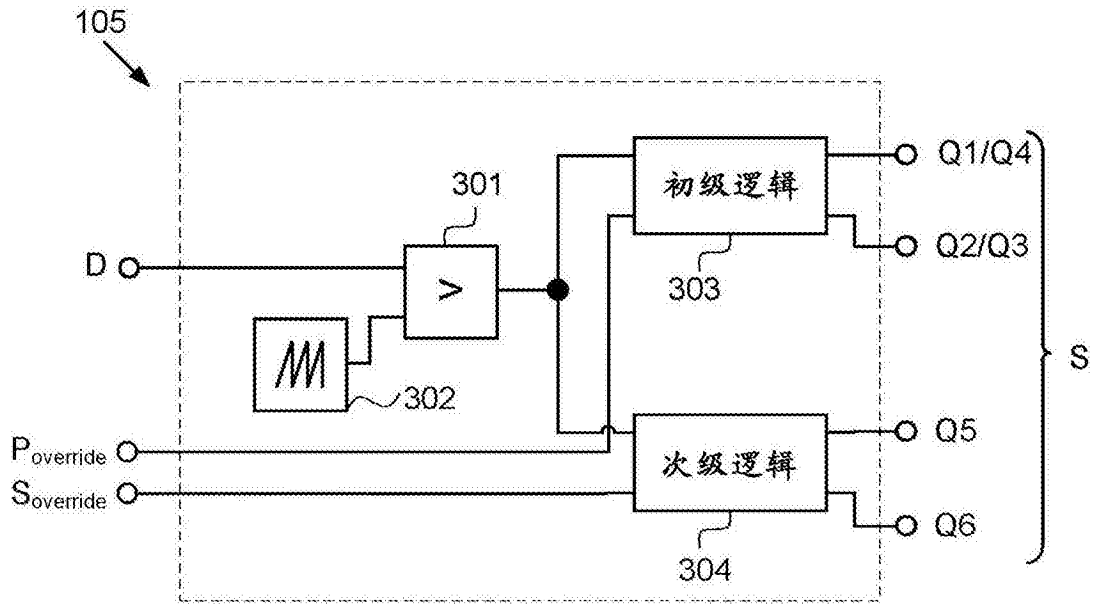


图3

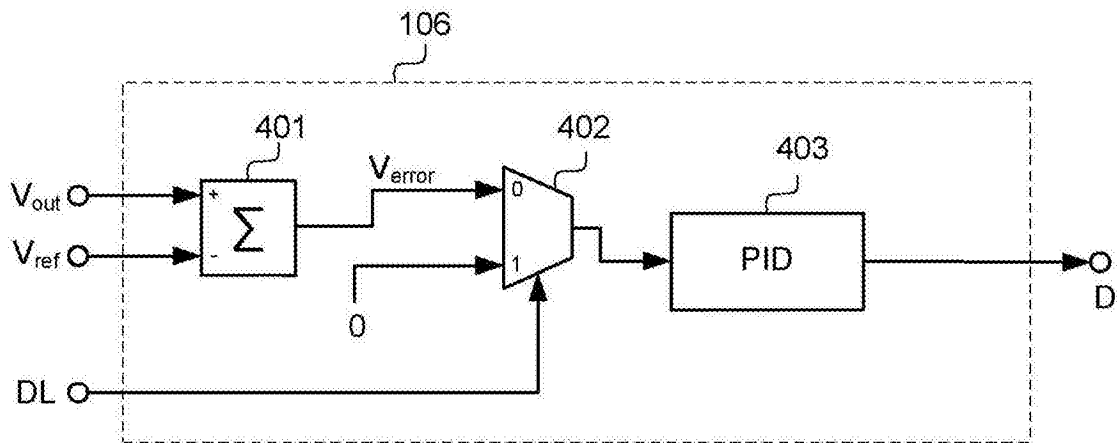


图4

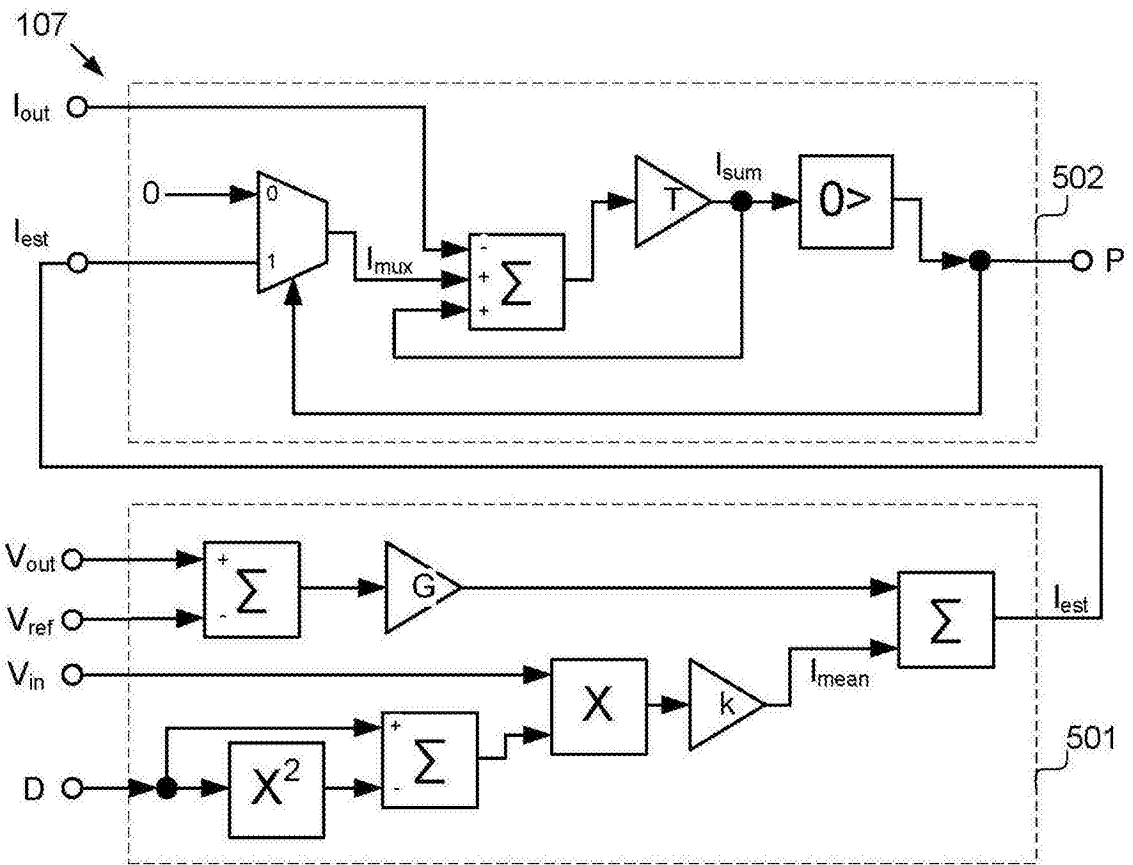


图5



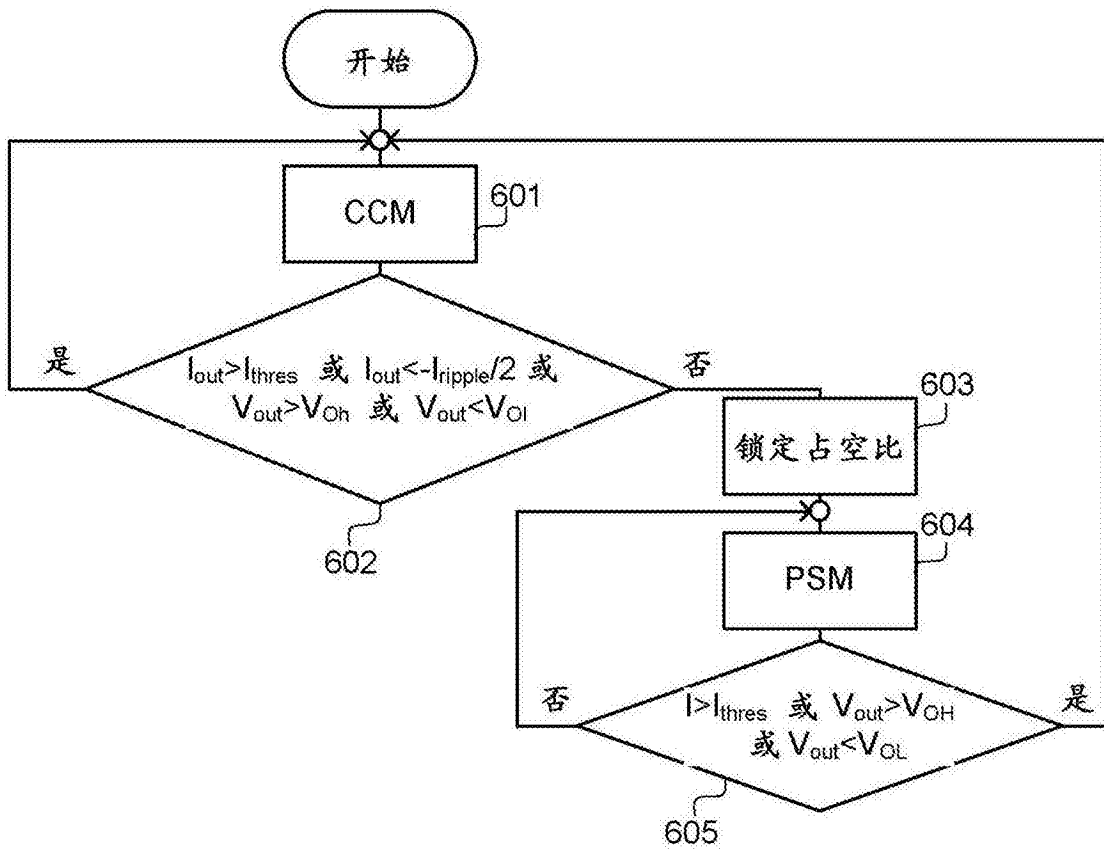


图6

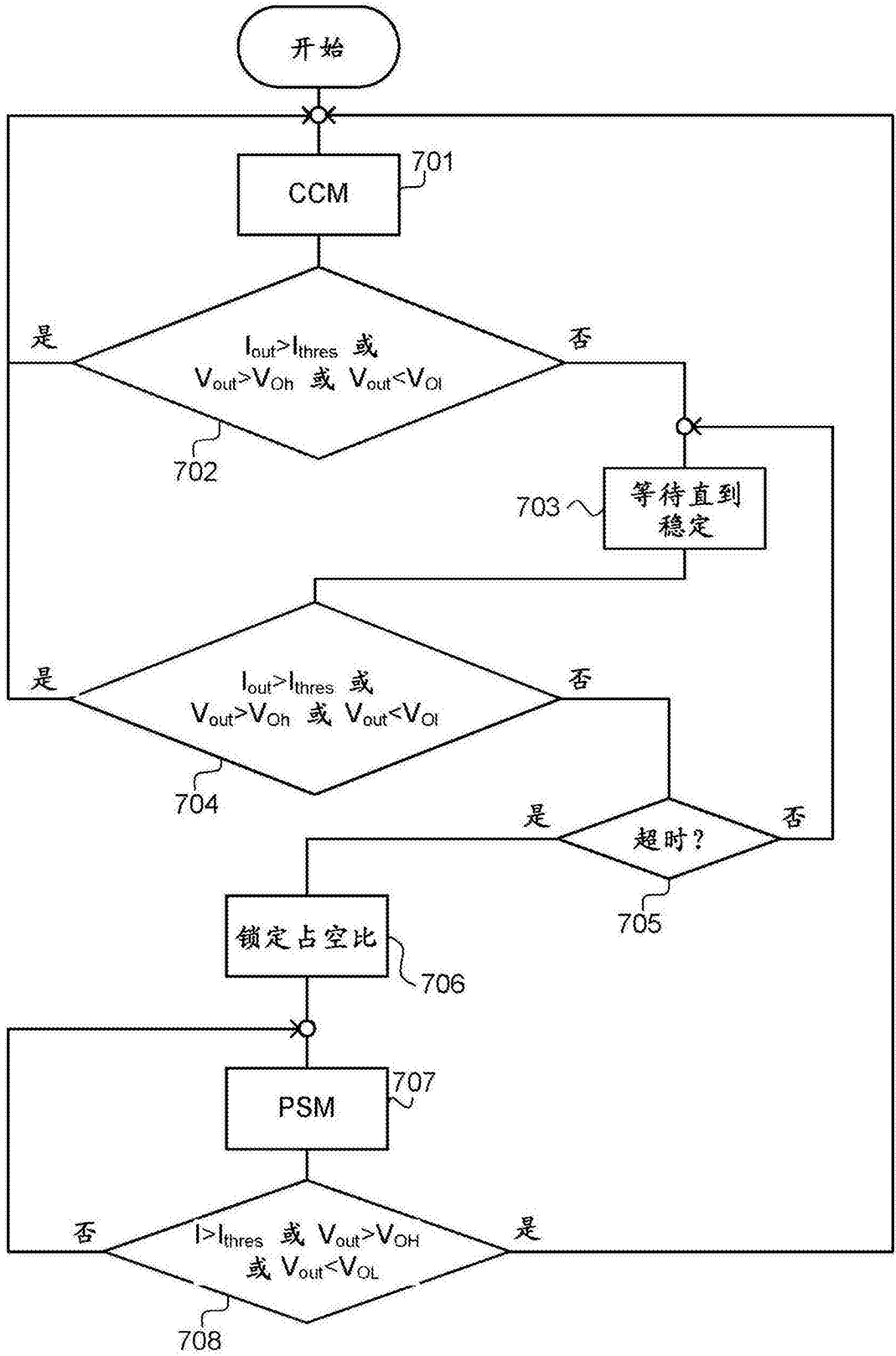


图7

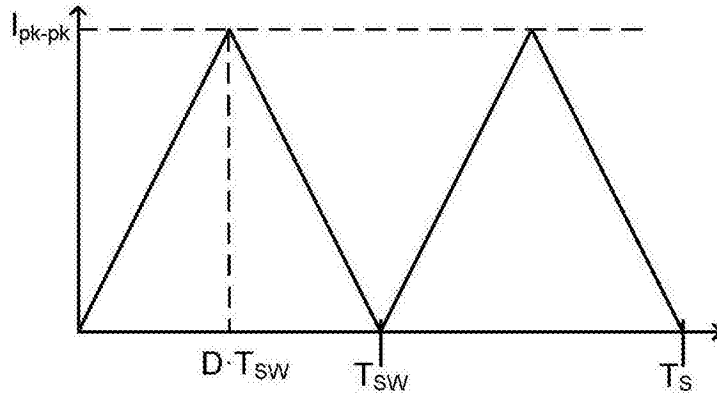


图8

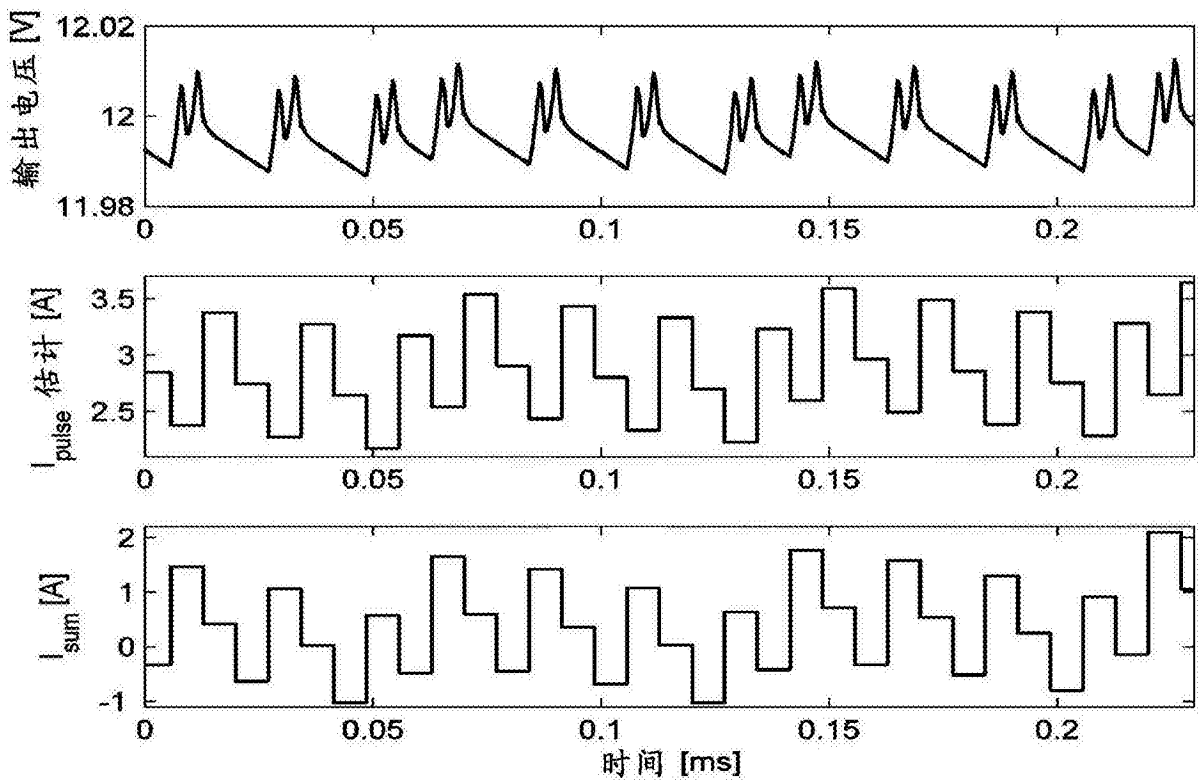


图9

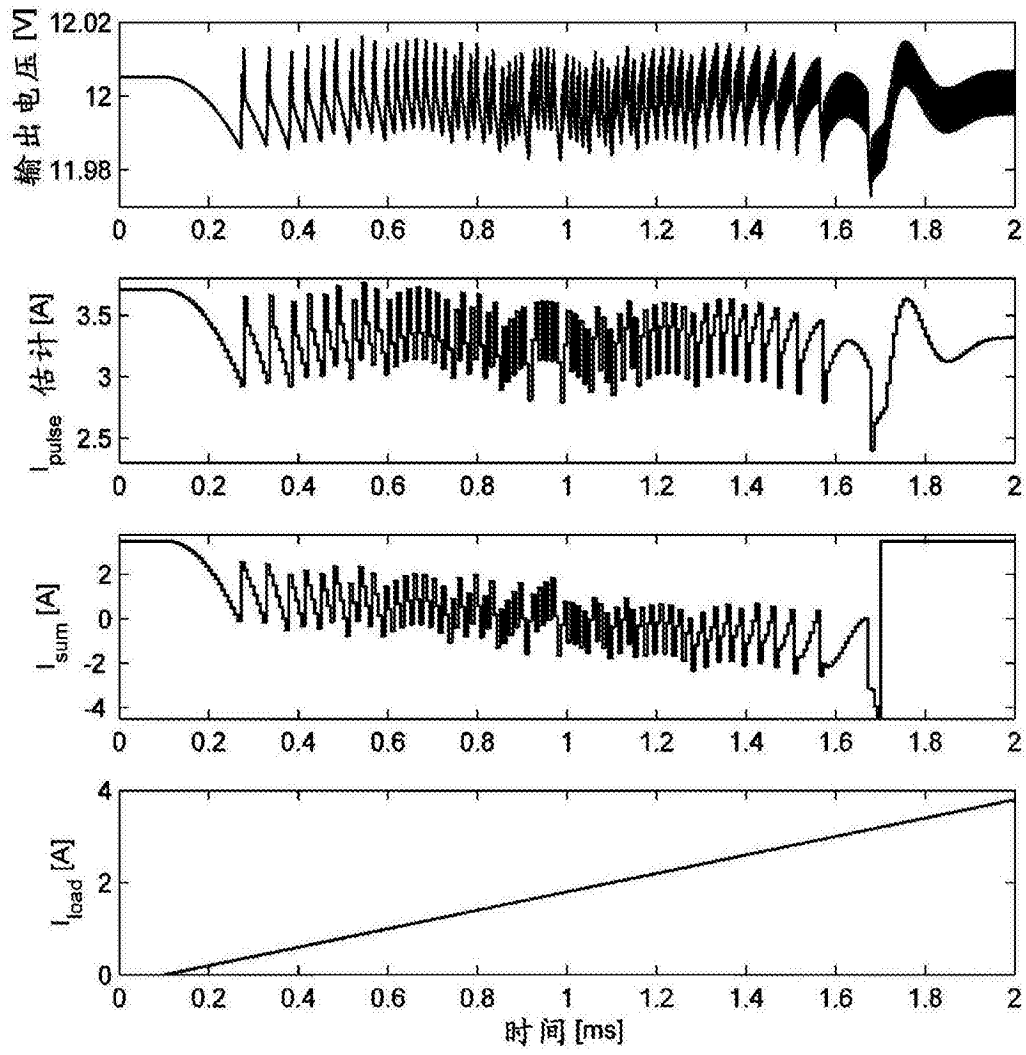


图10

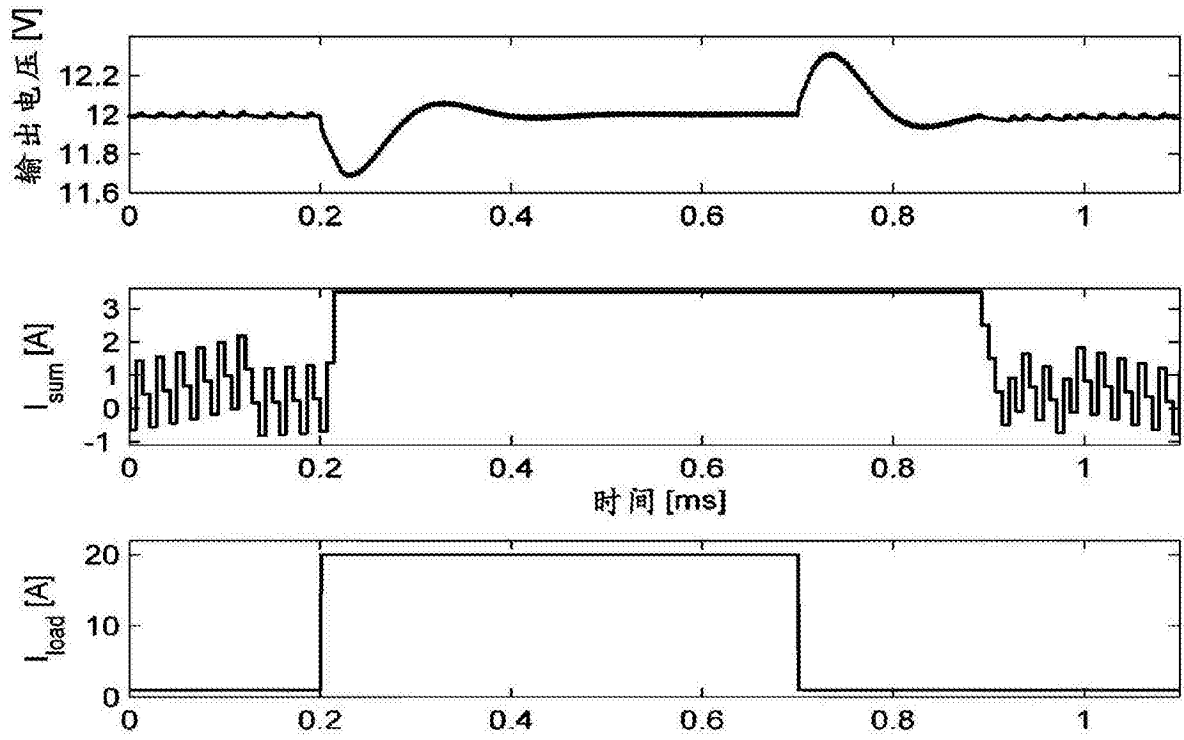


图11