(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 112290796 B
(45)授权公告日 2022.01.28

(21)申请号 202010990451.X
(22)申请日 2020.09.18
(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 112290796 A
(43)申请公布日 2021.01.29
(73)专利权人 复旦大学
地址 200433 上海市杨浦区邯郸路220号
(72)发明人 童志国 曹鹏 洪志良
(74)专利代理机构 上海正旦专利代理有限公司 31200
代理人 陆飞 陆尤
(51)Int.Cl.
H02M 3/158(2006.01)

(56)对比文件
CN 107070220 A,2017.08.18
CN 102820781 A,2012.12.12
US 2015311791 A1,2015.10.29

审查员 谢冬莹

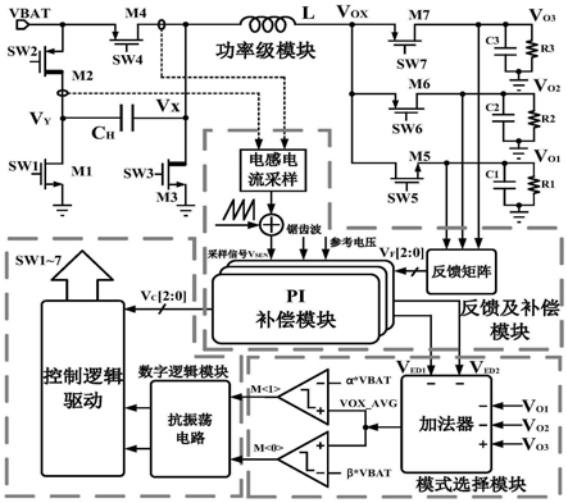
权利要求书2页 说明书4页 附图3页

(54)发明名称

一种混合架构单电感多输出升降压型DC-DC电源管理电路

(57)摘要

本发明属于集成电路技术领域，具体为一种混合架构单电感多输出升降压型DC-DC电源管理电路。本发明DC-DC电源管理电路由功率级模块、反馈及补偿电路、数字逻辑电路和模式选择电路组成。本发明通过采用混合架构的功率级电路，消除了传统升降压电路中升压模式下固有的右半平面零点，提高了整个系统的环路带宽，加快了瞬态响应；同时减小了电感上的电流，提高了转换器的效率。整个系统有三种不同的工作模式，并通过对反馈信号的处理实现三种模式的平滑切换。相比传统升降压转化器，该系统具有效率高、瞬态响应快、输出纹波小、片外电感数量少等优势。



CN 112290796 B

1.一种混合架构单电感多输出升降压型DC-DC电源管理电路，其特征在于，由功率级模块、反馈及补偿模块、数字逻辑模块和模式选择模块组成；其中：

所述功率级模块包括：4个PMOS功率管M2、M4、M6、M7，3个NMOS功率管M1、M3、M5，功率电感L、混合架构电容C_H，三个滤波电容C1、C2、C3，以及三路输出端负载电阻R1、R2、R3；该功率级模块根据功率管与功率电感的位置分为两部分，即电感左侧为能量输入模块，右侧为能量输出模块；其中能量输入模块由四个功率管即M1、M2、M3、M4组成；能量输入模块可工作在降压、升降压和升压这三种不同的模式中；能量输出模块主要包括3个功率管M5、M6、M7，以及三个滤波电容C1、C2、C3；功率管M5、M6、M7交替导通，将电感电流输送给三路负载；

所述反馈及补偿模块主要包括反馈矩阵模块、电感电流采样模块、PI补偿模块；其中反馈矩阵模块通过对三路输出进行采样与信号处理后得到输出电压的差模信号与共模信号，并传递给PI补偿模块；电感电流采样模块根据能量输入模块的工作模式不同而选择采样不同的功率管，当工作在降压模式时，采样功率管M4流过电流，当工作在升降压和升压模式时，采样功率管M2流过电流；采样电流与斜坡补偿电流相加后送入PI补偿模块；PI补偿模块的输出经数字逻辑电路中的控制逻辑与驱动送往功率级；

所述数字逻辑模块主要包括抗振荡电路，控制逻辑、驱动；其中抗振荡电路主要用来防止功率级在不同模式之间频繁切换导致振荡，控制逻辑与驱动负责将PI补偿模块的输出转换为功率管的驱动信号；

所述模式选择模块主要包括一个加法器和两个比较器，加法器通过计算电感右端的平均电压值，并与输入电池电压的倍数进行比较得到模式控制信号，以此来决定功率级的工作模式；

所述功率级模块中，功率管M1与功率管M2接成反相器结构，功率管M3与功率管M4也接成反相器结构，混合架构电容C_H跨接在两个反相器输出端即V_X、V_Y节点之间；功率电感L两端分别连接节点V_X与V_{OX}；V_{OX}节点右端为三个功率管开关M5、M6、M7，并分别连至三路输出V_{O1}、V_{O2}和V_{O3}；且每路输出均连接各自的滤波电容C1、C2、C3和负载电阻R1、R2、R3。

2.根据权利要求1所述的电源管理电路，其特征在于，所述功率级模块中，功率级能量输入模块具有4种不同相位，具体状态为：相位φ1时，功率管M4导通，功率管M1、M2、M3截止，将V_X节点电压拉至电池电压VBAT，电流通过功率管M4流经电感至输出级；相位φ2时，功率管M3导通，功率管M1、M2、M4截止，V_X节点电压被下拉至地，电流经功率管M3流经电感至输出级；相位φ3时，功率管M1、M4导通，功率管M2、M3截止，同样将V_X节点电压拉升至电池电压VBAT，同时对C_H电容进行充电使其两端电压为VBAT；此时电流经功率管M4流至电感和电容C_H；相位φ4时，功率管M2导通，V_X节点电压由于电容C_H的作用被抬升至2*VBAT，此时电流经功率管M2流经电容C_H和电感至输出级。

3.根据权利要求2所述的电源管理电路，其特征在于，所述功率级模块中，根据功率管在不同相位切换的顺序，功率级可工作在三种不同的模式：降压模式，升降压模式，升压模式；工作于降压模式时，功率级在相位φ1和相位φ4之间进行切换，V_X节点电压在VBAT与0之间进行切换；工作于升降压模式时，功率级在相位φ2、相位φ3、相位φ4之间进行切换，V_X节点电压在2*VBAT，VBAT，0之间进行切换；工作于升压模式时，功率级在相位φ3、相位φ4之间

进行切换，V_X节点电压在2*VABT和VBAT之间进行切换。

4.根据权利要求1所述的电源管理电路，其特征在于，所述反馈及补偿模块中，PI补偿模块包括三个PI补偿单元和对应的三个比较器，构成三个环路；其中一路为共模环路，负责整体能量的产生，两路为差模环路，负责能量的分配；共模补偿环路将PI补偿单元的结果与电感电流采样处理后的信号V_{SEN}进行比较，得到四个功率管M1-M4的占空比信号，差模补偿环路将PI补偿单元的结果与锯齿波信号进行比较，得到三个功率管M5-M7的占空比信号。

5.根据权利要求1所述的电源管理电路，其特征在于，所述模式选择模块通过计算电感右端平均电压并与α*VBAT和β*VBAT进行比较来决定系统的工作模式；其中α取小于1，且接近于1的数值，β取大于1，且接近于1的数值；当V_{OX_AVG}<α*VBAT时，工作在降压模式；当α*VBAT<V_{OX_AVG}<β*VBAT时，工作在升降压模式；当β*VBAT<V_{OX_AVG}时，工作在升压模式；

电感右端平均电压由表达式：

$$V_{OX_AVG} = V_{O3} - \frac{V_{O3} - V_{O1}}{V_{SAW}} * V_{ED1} - \frac{V_{O3} - V_{O2}}{V_{SAW}} * V_{ED2}$$

计算得到，其中V_{O1}、V_{O2}、V_{O3}分别为三路输出的稳态电压值；V_{SAW}为锯齿波信号幅度，V_{ED1}、V_{ED2}为两个差模PI补偿单元的直流输出电压。

6.根据权利要求1所述的电源管理电路，其特征在于，所述功率管M1驱动电路与其他功率管不同；电容C_H的存在使得当V_X＝0时V_Y节点电压变为-VBAT，当功率管M1栅极电压为0时无法正常关闭NMOS管M1，需要额外的电路来关闭NMOS管M1，称其为动态栅极控制技术；具体是在普通驱动级与功率管之间增加三个MOS管MN1、MN2、MP1；其中，MOS管MN1与MP1并联，负责把驱动信号传递至功率管栅极；MOS管MN2跨接在节点V_Y与功率管M1栅极之间，负责把功率管M1栅极电压下拉至与节点V_Y电压相同；当SW1为0，V_Y电压被下拉至-VBAT时，MOS管MN1和MP1同时关闭，但MOS管MN2导通，使功率管M1管栅极电压等于V_Y电压，以此来关闭功率管M1；当SW1为VDD，V_Y电压也0时，MOS管MP1导通，MOS管MN1、MN2关闭，使功率管M1管栅极电压为VDD，功率管M1管导通；当SW1为0，V_Y电压为VBAT时，MOS管MN1导通，MOS管MN2、MP1关闭，使功率管M1栅极电压为0，功率管M1管关闭。

一种混合架构单电感多输出升降压型DC-DC电源管理电路

技术领域

[0001] 本发明属于集成电路技术领域，具体涉及的是一种混合架构单电感多输出升降压型DC-DC电源管理电路。

背景技术

[0002] 电感型DC-DC变换器，因具有较高的转换效率而被广泛使用，但片外电感占用的体积与成本较大，有时甚至与电源管理芯片本身相接近。此外，实际的电子产品往往需要多个工作电压，按照传统的变换器结构，整个系统往往需要多个片外电感来实现多路输出。这就更增加了实际应用中电感型DC-DC变换器的片外体积与成本。单电感多输出变换器仅利用一个电感即可实现多路输出，减少了片外元件的个数与成本，更加有利于整体系统的小型化。

[0003] 在物联网电子设备中，升降压调制器是被大规模使用的一类电源调制电路。传统的单电感多输出升降压电路主要有两大缺点，一是工作在降压模式和升压模式下的系统传输函数差异较大，工作在升压模式时存在右半平面零点，限制了整个系统的环路带宽，降低了瞬态响应速度。二是工作在升压模式时电感电流大于负载电流，降低了系统效率。为解决上述问题，一类混合架构电源调制器改变了传统的升降压电源调制器的功率级拓扑结构，使其具有了与传统降压转换器相似的功率级拓扑结构，改善了一系列指标如提高了转换效率，降低了输出纹波，加快了瞬态响应等等。

发明内容

[0004] 本发明的目的在于提供一种新型单电感多输出升降压功率级拓扑结构及其相应的控制电路。

[0005] 本发明提供的混合架构单电感多输出升降压型DC-DC电源管理电路，主要由四部分组成，分别是功率级模块，反馈及补偿模块，数字逻辑模块，模式选择模块；其结构参见图1，其中：

[0006] 所述功率级模块包括：4个PMOS功率管M2、M4、M6、M7，3个NMOS功率管M1、M3、M5，功率电感L、混合架构电容C_H，三个滤波电容C1、C2、C3，以及三路输出端负载电阻R1、R2、R3；该功率级模块根据功率管与功率电感的位置分为两部分，即电感左侧为能量输入模块，右侧为能量输出模块。其中能量输入模块主要包括四个功率管M1、M2、M3、M4与混合架构电容C_H；能量输入模块可工作在降压、升降压和升压这三种不同的模式中。能量输出模块主要包括3个功率管M5、M6、M7，以及三个滤波电容C1、C2、C3。功率管M5、M6、M7交替导通，将电感电流输送给三路负载。

[0007] 所述反馈及补偿模块主要包括反馈矩阵模块、电感电流采样模块、PI补偿模块。其中反馈矩阵模块通过对三路输出电压V_{01}、V_{02}、V_{03}的采样与信号处理得到输出电压的差模信号与共模信号，并传递给PI补偿模块；电感电流采样模块根据能量输入模块的工作模式不同而选择采样不同的功率管，当工作在降压模式时，采样功率管M4流过电流，当工作在升降

压和升压模式时，采样功率管M2流过电流。采样电流与斜坡补偿电流相加后得到采样信号V_{SEN}送入PI补偿模块。PI补偿模块的输出经数字逻辑电路中的控制逻辑与驱动送往功率级。

[0008] 所述数字逻辑模块主要包括抗振荡电路，控制逻辑、驱动。其中抗振荡电路主要用来防止功率级在不同模式之间频繁切换导致振荡，控制逻辑与驱动负责将PI补偿模块的输出转换为功率管的驱动信号。

[0009] 所述模式选择模块主要包括一个加法器和两个比较器，加法器通过计算电感右端的平均电压值，并与输入电池电压的倍数进行比较得到模式控制信号，以此来决定功率级的工作模式。

[0010] 整个系统工作时，功率级中能量输入模块将电源电压转化成方波后通过电感与滤波电容滤波后输出给每路负载。反馈矩阵对三路输出电压V_{01}、V_{02}、V_{03}进行采样并将其共模和差模电压送至PI补偿模块；PI补偿模块产生控制信号后将其送入数字逻辑电路模块。最后由数字逻辑电路模块产生驱动功率级的占空比信号。模式选择模块采集输出量与控制量并与输入电池电压的倍数进行比较，最终决定功率级的工作模式。

[0011] 本发明通过采用混合架构的功率级电路，消除了传统升降压电路升压模式固有的右半平面零点，提高了整个系统的环路带宽，加快了瞬态响应；同时减小了电感上的电流，提高了转换器的效率。整个系统有三种不同的工作模式，并通过对反馈信号的处理实现三种模式的平滑切换。相比传统升降压转化器，该系统具有效率高、瞬态响应快、输出纹波小、片外电感数量少等优势。

附图说明

[0012] 图1是混合架构单电感多输出升降压电源调制器电路架构。

[0013] 图2是功率级能量输入模块的4种不同相位。

[0014] 图3是模式转换条件及对应相位变化。

[0015] 图4是PI补偿模块的详细图示。

[0016] 图5是功率管M1驱动电路。

[0017] 图6是不同模式下V_X节点的瞬态仿真结果。

具体实施方式

[0018] 以下根据附图及设计实例对本发明进行详细说明。

[0019] 图1是该新型混合架构单电感多输出升降压电源调制器电路架构图。如图1所示，该调制器电路主要包含四部分即功率级模块，反馈环路及补偿模块，数字逻辑模块，模式选择模块。功率级主要负责能量的产生与分配，其他三个模块为控制级，主要负责PWM控制中占空比的产生与调节。整个系统工作时，功率级中能量输入模块将电源电压转化成方波后通过电感与滤波电容滤波后输出给每路负载。反馈矩阵对三路输出电压采样并将其共模和差模电压送至PI补偿模块；PI补偿模块产生控制信号后将其送入数字逻辑电路模块。最后由数字逻辑电路模块产生驱动功率级的占空比信号。模式选择模块采集输出量与控制量并与输入电池电压的倍数进行比较，决定了功率级的工作模式。

[0020] 如图1所示，功率级主要包括4个PMOS功率管M2、M4、M6、M7，3个NMOS功率管M1、M3、M5，功率电感L、混合架构电容C_H，三个滤波电容C1、C2、C3以及三路输出端负载电阻R1、R2、

R3；电路连接关系为：功率管M1与功率管M2接成反相器结构，功率管M3与功率管M4也接成反相器结构，混合架构电容C_H跨接在两个反相器输出端即V_X、V_Y节点之间。功率电感L两端分别连接节点V_X与V_{OX}。V_{OX}节点右端为三个功率管开关M5、M6、M7，并分别连至三路输出V_{01}、V_{02}和V_{03}；且每路输出均连接各自的滤波电容C1、C2、C3和负载电阻R1、R2、R3，例如V_{01}输出端接滤波电容C1和负载电阻R1，另两路输出类似。

[0021] 图2是功率级能量输入模块的4种不同相位。如图2所示，相位φ1时功率管M4导通，M1、M2、M3截止，将V_X节点电压拉至电池电压VBAT，电流通过功率管M4流经电感至输出级。相位φ2时功率管M3导通，功率管M1、M2、M4截止，V_X节点电压被下拉至地，电流经功率管M3流经电感至输出级。相位φ3时功率管M1、M4导通，功率管M2、M3截止，同样将V_X节点电压拉升至电池电压VBAT，同时对C_H电容进行充电使其两端电压为VBAT。此时电流经功率管M4流至电感和电容C_H。相位φ4时功率管M2导通，V_X节点电压由于电容C_H的作用被抬升至2*VBAT，此时电流经功率管M2流经电容C_H和电感至输出级。

[0022] 图3为模式转换条件及对应相位变化。根据功率管在4种不同相位切换的顺序，系统可工作在三种不同模式分别为，降压模式，升降压模式，升压模式。工作于降压模式时，功率级在相位φ1和相位φ4之间进行切换，V_X节点电压在VBAT与0之间进行切换。工作于升降压模式时，功率级在相位φ2，相位φ3，相位φ4之间进行切换，V_X节点电压在2*VBAT，VBAT，0之间进行切换。工作于升压模式时，功率级在相位φ3，相位φ4之间进行切换，V_X节点电压在2*VABT和VBAT之间进行切换。

[0023] 平衡状态下，功率电感满足伏秒平衡规则。即电感两端平均电压值保持相同。设D_1为一个固定周期内M5管导通比例，D_2为一个固定周期内功率管M6导通比例，V_{01}，V_{02}，V_{03}分别为三路输出的稳态电压值，则电感右端平均电压值V_{OX_AVG}可计算为：

[0024] $V_{OX_AVG}=D_1V_{01}+D_2V_{02}+(1-D_1-D_2)V_{03}$，

[0025] 设锯齿波幅度为V_{SAW}，两个差模PI补偿单元的直流输出电压分别为V_{ED1}、V_{ED2}。因为D_1，D_2占空比信号是由补偿单元的输出电压与锯齿波电压比较后生成的，则有：

[0026] $$D_1=\frac{V_{ED1}}{V_{SAW}},D_2=\frac{V_{ED2}}{V_{SAW}}$$

[0027] 代入V_{OX_AVG}表达式可得：

[0028] $$V_{OX_AVG}=V_{O3}-\frac{V_{O3}-V_{O1}}{V_{SAW}}*V_{ED1}-\frac{V_{O3}-V_{O2}}{V_{SAW}}*V_{ED2}$$

[0029] 模式选择正是通过计算V_{OX_AVG}表达式得到电感右端平均电压值并与α*VBAT和β*VBAT进行比较来判定此时功率级的工作模式。其中α取小于1，且接近于1的数值，例如0.8，β取大于1，且接近于1的数值，例如1.1。当V_{OX_AVG}<α*VBAT时，工作在降压模式；当α*VBAT<V_{OX_AVG}<β*VBAT时，工作在升降压模式；当β*VBAT<V_{OX_AVG}时，工作在升压模式。

[0030] 图4是PI补偿模块的详细图示；PI补偿模块包括三个PI补偿单元和对应的三个比较器，形成三个环路；其中一路为共模环路，负责整体能量的产生，两路为差模环路，负责能量的分配。共模补偿环路将PI补偿单元的结果与采样处理后的采样信号V_{SEN}(同图1所示信号V_{SEN})进行比较得到功率管M1-M4的占空比信号，差模补偿环路将PI补偿单元的结果与锯

齿波信号(同图1所示锯齿波信号)比较后得到M5-M7功率管的占空比信号。

[0031] 功率级模块中各功率管都含有驱动电路。其中,功率管M1的驱动电路,与其他功率管驱动电路不同,电容的存在使得当V_X＝0时V_Y节点电压变为-VBAT,当功率管M1栅极电压为0时无法正常关闭功率管M1。因而需要额外的电路来关闭功率管M1,在此称其为动态栅极控制技术。如图5所示,在普通驱动级与功率管之间增加了三个MOS管MN1,MN2,MP1。MN1与MP1并联,负责把驱动信号传递至功率管栅极;MN2跨接在V_Y节点与功率管M1栅极,负责把M1管栅极电压下拉至与V_Y节点电压相同。当SW1为0,V_Y电压被下拉至-VBAT时,MN1和MP1同时关闭,但MN2导通,使M1管栅极电压等于V_Y电压,以此来关闭M1功率管。当SW1为VDD,V_Y电压也0时,MP1导通,MN1,MN2关闭,使M1管栅极电压为VDD,M1管导通。当SW1为0,V_Y电压为VBAT时,MN1导通,MN2,MP1关闭,使M1管栅极电压为0,M1管关闭。

[0032] 图6是不同模式下V_X节点的瞬态仿真结果。从图中可以看出,随着电池电压的变化,系统从降压模式跳变至升降压模式,后跳变至升压模式。V_X节点电压变化与图3预期一致。

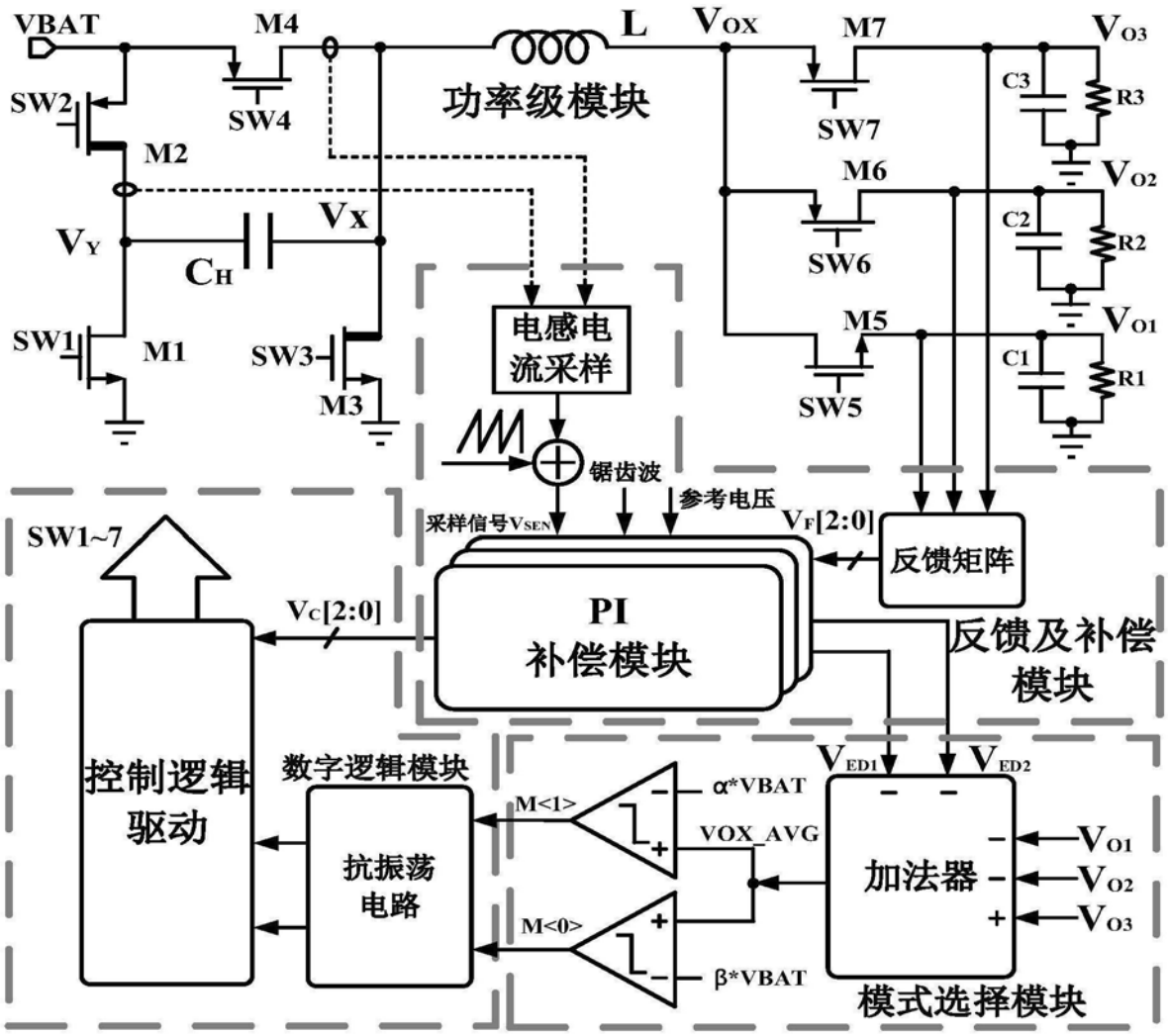

VBAT
M4
L
VOX
M7
VO3
SW2
SW4
功率级模块
SW7
C3
R3
M2
M6
VO2
VY
VX
CH
SW6
C2
R2
SW1
M1
SW3
M3
电感电流采样
M5
VO1
SW5
C1
R1
锯齿波
参考电压
采样信号VSEN
VF[2:0]
反馈矩阵
SW1~7
VC[2:0]
PI
补偿模块
反馈及补偿模块
控制逻辑驱动
数字逻辑模块
VED1
VED2
α*VBAT
M<1>
VOX_AVG
加法器
VO1
VO2
VO3
抗振荡电路
M<0>
β*VBAT
模式选择模块

图1

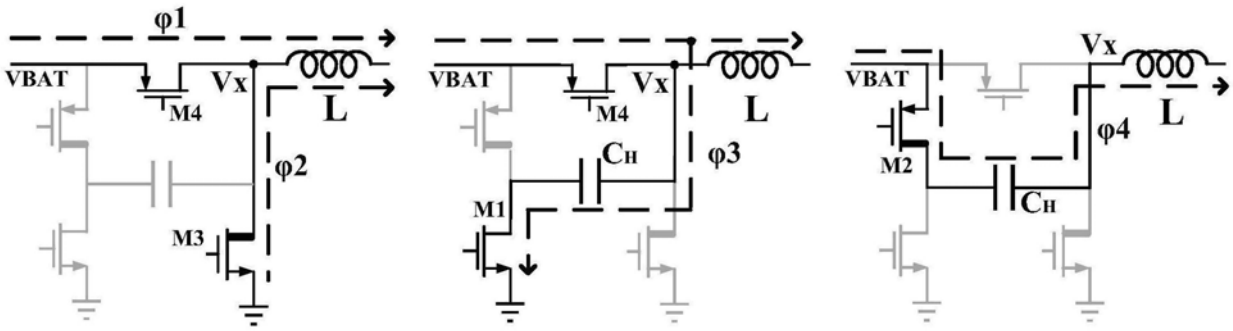

φ1
VBAT
M4
VX
L
φ2
M3
VBAT
M4
VX
L
CH
φ3
M1
VBAT
VX
L
φ4
M2
CH

图2

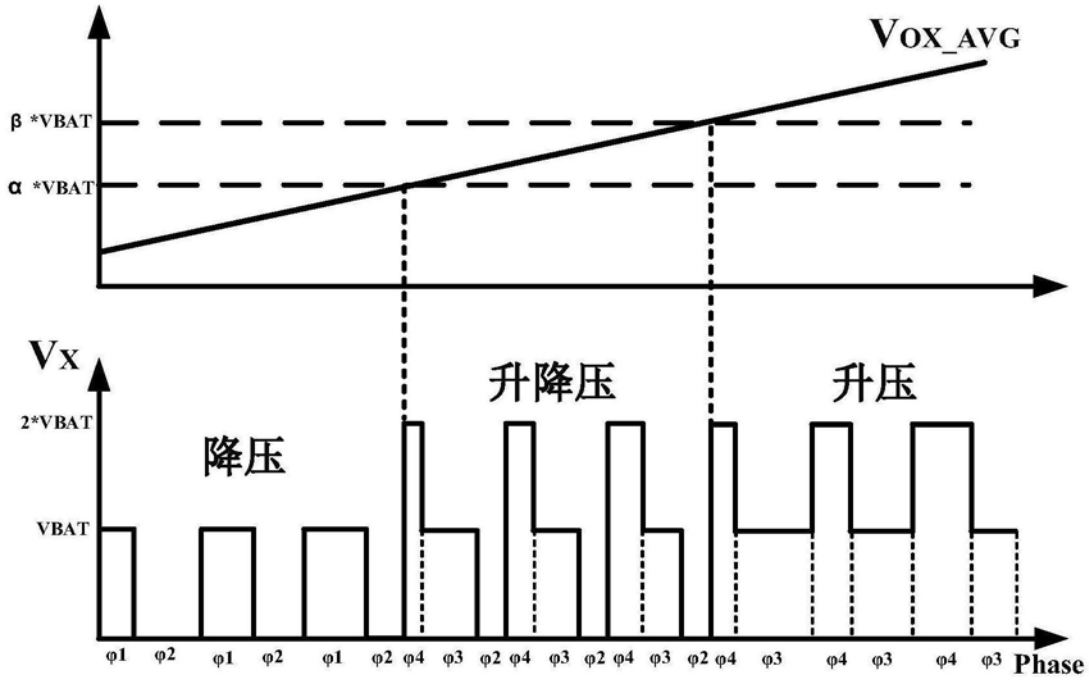

VOX_AVG
β *VBAT
α *VBAT
Vx
2*VBAT
VBAT
降压
升降压
升压
φ1 φ2 φ1 φ2 φ1 φ2 φ4 φ3 φ2 φ4 φ3 φ2 φ4 φ3 φ2 φ4 φ3 φ4 φ3 φ4 φ3
Phase

图3

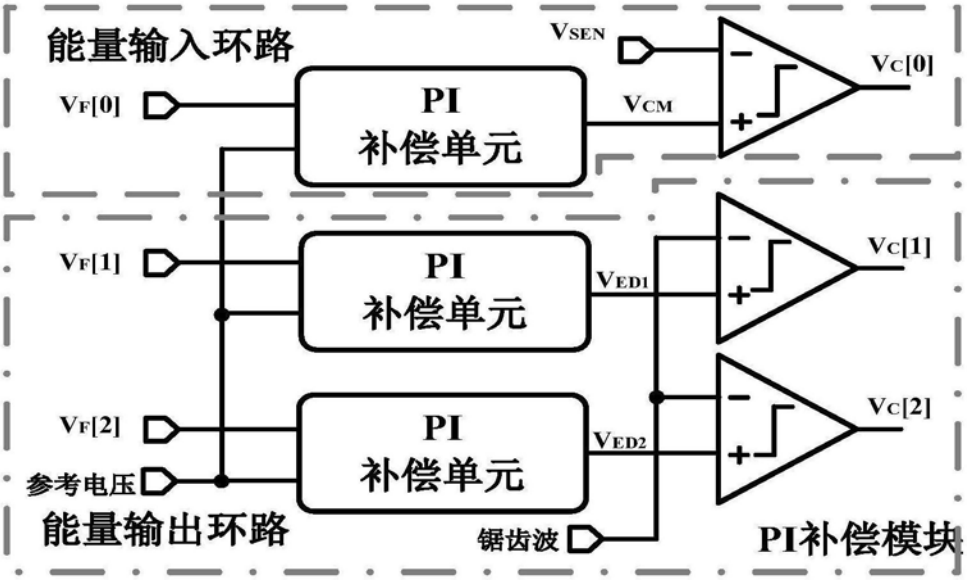

能量输入环路
VSEN
VF[0]
PI
补偿单元
VCM
VC[0]
VF[1]
PI
补偿单元
VED1
VC[1]
VF[2]
PI
补偿单元
VED2
VC[2]
参考电压
能量输出环路
锯齿波
PI补偿模块

图4

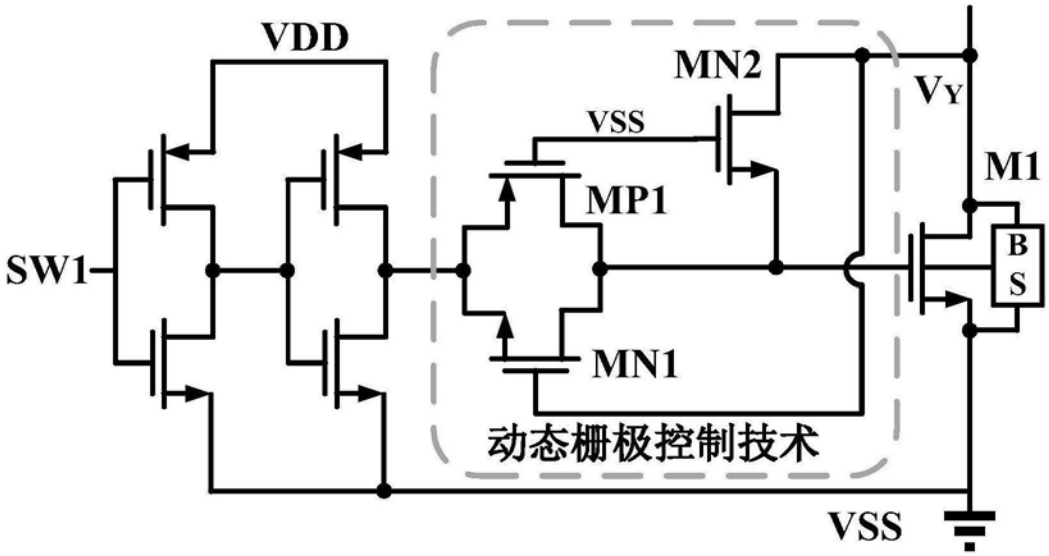

VDD
MN2
VY
VSS
M1
MP1
SW1
B
S
MN1
动态栅极控制技术
VSS

图5

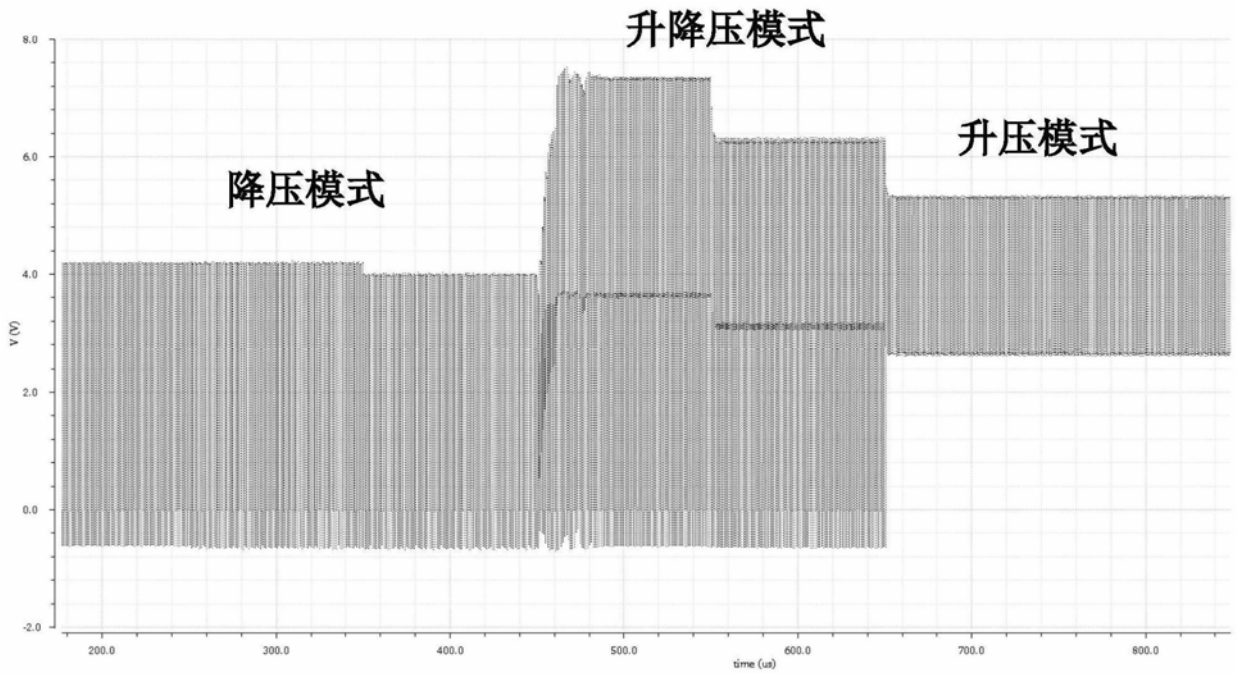

升降压模式
升压模式
降压模式
8.0
6.0
4.0
2.0
0.0
-2.0
V (V)
200.0
300.0
400.0
500.0
600.0
700.0
800.0
time (us)

图6