



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103441679 A

(43) 申请公布日 2013. 12. 11

(21) 申请号 201310045881. 4

(22) 申请日 2007. 10. 08

(30) 优先权数据

11/543, 527 2006. 10. 04 US

(62) 分案原申请数据

200710194414. 2 2007. 10. 08

(71) 申请人 电力集成公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 S·鲍尔勒 Z·-J·王

(74) 专利代理机构 北京东方亿思知识产权代理
有限责任公司 11258

代理人 李晓冬

(51) Int. Cl.

H02M 3/335 (2006. 01)

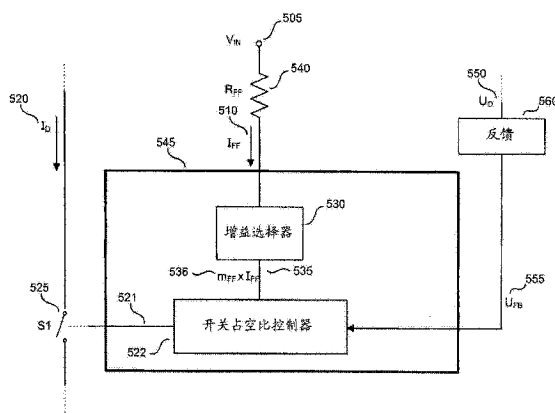
权利要求书1页 说明书9页 附图10页

(54) 发明名称

响应前馈信号的电源控制器的方法和装置

(57) 摘要

本发明公开了一种用于响应于输入电压信号来切换电源的开关的装置和方法。根据本发明的多个方面,一种电源控制器包括用于接收反馈信号和占空比调节信号的开关占空比控制器。该开关占空比控制器用于产生驱动信号以控制耦合到能量传输元件的开关的切换,从而调节从电源的输入端传输到电源的输出端的能量。该电源控制器还包括用于接收输入电压信号以产生由所述开关占空比控制器接收的占空比调节信号的增益选择器电路,所述输入电压信号表示输入到电源的输入电压。所述驱动信号的最大占空比响应于所述输入电压信号的多个数值的范围内的多个线性函数而改变。



1. 一种电源控制器,包括:

用于接收反馈信号和占空比调节信号的开关占空比控制器,该开关占空比控制器用于产生驱动信号以控制耦合到能量传输元件的开关的切换,从而调节从电源的输入端传输到电源的输出端的能量;以及

用于接收输入电压信号以产生由所述开关占空比控制器接收的占空比调节信号的增益选择器电路,所述输入电压信号表示输入到电源的输入电压,其中所述开关占空比控制器用于限制所述驱动信号的最大占空比,并且所述驱动信号的占空比响应于所述输入电压信号的数值范围内的具有非零斜率的多个线性函数而改变。

2. 根据权利要求1的电源控制器,其中所述多个线性函数包括第一线性函数、第二线性函数和第三线性函数中的一个或多个,其中当输入电压信号低于第一阈值时,所述驱动信号的占空比响应于第一线性函数被调节,其中当输入电压信号在所述第一阈值和第二阈值之间时,所述驱动信号的占空比响应于第二线性函数被调节,其中当输入电压信号在所述第二阈值和第三阈值之间时,所述驱动信号的占空比响应于第三线性函数被调节。

3. 根据权利要求2的电源控制器,其中所述第一线性函数的斜率基本为零。

4. 根据权利要求2的电源控制器,其中所述第三线性函数的斜率基本为零。

5. 根据权利要求1的电源控制器,其中所述输入电压信号是电流。

6. 根据权利要求1的电源控制器,其中所述输入电压信号是电压。

7. 根据权利要求1的电源控制器,其中所述开关和所述电源控制器都被包括在单片集成电路中。

8. 根据权利要求1的电源控制器,其中所述开关和所述电源控制器都被包括在混合集成电路中。

响应前馈信号的电源控制器的方法和装置

[0001] 本申请是申请日为 2007 年 10 月 8 日、申请号为 200710194414.2、题为“响应前馈信号的电源控制器的方法和装置”的发明专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明总得涉及控制电路,更具体而言,本发明涉及用于响应前馈信号的电源的控制电路。

背景技术

[0003] 电源控制电路可以广泛用于多种目的和应用场合。大多数功率转换器应用具有成本和性能双重目标。因此,需要最小化外部电路的成本来实施控制电路特征,所述外部电路例如是 AC/DC 转换器电源中的输入大容量电容器。此外,控制电路的容错限度对于在电源应用中提供协调一致的性能以及进一步减小功率转换器成本是至关重要的,其中通过减小在研发功率转换器时需要应用到的设计裕度来实现上述进一步减小功率转换器成本。

[0004] 电源通常包括电源控制器电路、连接到能量传输元件的开关、输入电压源和一个或多个输出端。该电源控制器通常控制所述开关的切换,从而响应于作为功率转换器一部分的反馈电路产生的反馈信号,调节从功率转换器的输入端至输出端传送的能量。作为调节从电源的输入端至输出端传送的能量的一种技术,利用脉宽调制器(PWM)操作模式进行操作的该电源控制器电路调节所述开关的占空比。所述开关的占空比是开关导通时间占电源控制器电路限定的切换循环周期的比率。

[0005] 电源控制器利用普通功率转换器拓扑结构例如前向转换器和逆向转换器中的前馈信号。前馈信号是这样一种信号,其振幅是输入到功率转换器的输入电压值的函数。因此,通常来说,前馈信号可以认为是表示输入到电源的输入电压的输入电压信号。前馈信号通常用于提供独立于反馈信号换言之针对给定或固定反馈信号来调节开关占空比的方式。在逆向转换器中,前馈信号的优点例如是减小在 AC/DC 功率转换器的输入端的大容量电容器的尺寸,对于在大容量电容器两端的波纹电压更难以过滤的控制电压模式中操作的电源控制器尤其如此。独立于反馈信号来调节开关占空比的能力使得可以快速响应于大容量电容器两端的波纹电压,因此减小功率转换器的输出端的波纹电压。在不使用前馈技术的情况下,该电源控制器必须响应于反馈信号,以响应于功率转换器输出端的波纹电压,然后该电源控制器控制所述开关的占空比,因此减小功率转换器输出波纹电压。这引入了延迟,在例如不增加输入大容量电容器的尺寸的情况下输出波纹难以减小。在正向转换器中,前馈信号通常由电源控制器利用以控制所述开关的最大占空比,从而确保有充足的时间来重设能量传输元件的磁芯中的磁通,这是本领域技术人员公知的。

附图说明

[0006] 参照下面的附图来说明本发明的非限制性和非排他性实施例,其中在所有不同附图中,相同的附图标记表示相同的部件,除非有特别。

[0007] 图 1A 和图 1B 是大致示出根据本发明的示例性功率转换器的示意图,该示例性功率转换器采用响应前馈信号和反馈信号的电源控制器电路。下文中,在没有必要进行特别区分的情况下,图 1A 和图 1B 也可总地称为图 1。

[0008] 图 2 大致示出根据本发明响应前馈信号的示例性电源控制器电路的占空比控制波形。

[0009] 图 3 大致示出根据本发明响应前馈信号的示例性电源控制器电路的最大占空比控制波形。

[0010] 图 4 大致示出根据本发明响应前馈信号的示例性电源控制器电路的固定值反馈信号控制波形的占空比。

[0011] 图 5 大致示出根据本发明响应前馈信号和反馈信号的示例性电源控制器电路。

[0012] 图 6 是大致示出根据本发明响应前馈信号和反馈信号的电源控制器电路的一部分的示例的示意图。

[0013] 图 7 是大致示出根据本发明响应占空比调节信号信号和反馈信号的电源控制器电路的一部分的示例的示意图。

[0014] 图 8 大致示出根据本发明响应前馈信号的示例性电源控制器电路的最大占空比控制波形。

[0015] 图 9 大致示出根据本发明响应前馈信号的示例性电源控制器电路的固定值反馈信号控制波形的占空比。

[0016] 图 10 是大致示出根据本发明响应前馈信号和反馈信号的电源控制器电路的一部分的示例的示意图。

具体实施方式

[0017] 这里公开了用于实现响应前馈信号的电源控制器电路的方法和装置。在下面的说明中,提到数字具体细节,从而便于透彻理解本发明。然而,对于本领域技术人员而言,显然所述具体细节对于实现本发明不是必须的。在其它例子中,没有详细说明公知的材料或方法,以便避免造成本发明模糊不清。

[0018] 本说明书中参照“一个实施例”、“实施例”、“一个示例”、“示例”等意味着本实施例或示例中所述的具体特征、结构或特性包括在本发明的至少一个实施例或示例中。因此,在本说明书中多处出现的短语表达“在一个实施例中”、“在实施例中”、“一个示例”或“示例”并不是指所有参照相同实施例或示例。而且,所述具体特征、结构或特性可以在一个或多个实施例或示例中的任意合适结合和 / 或子结合中结合。此外,应该理解,所提供的附图用于向本领域技术人员说明本发明,并且附图并非按照比例绘制。

[0019] 如上所述,作为调节从电源的输入端至输出端传输的能量的一种技术,利用 PWM 操作模式操作的电源控制器电路调节驱动开关切换的驱动信号的占空比,其中所述开关的占空比是开关导通时间占电源控制器电路限定的总切换循环周期的比率。最佳的占空比或给定反馈信号的驱动信号的占空比是功率转换器输入电压的非线性函数。用于提供该非线性函数所需的公知电路通常或者依靠在电源控制器外部的电容器,这会增加成本,并且通常具有差容错限度,或者依靠集成电容器,它也具有单元到单元间容错限度差的缺点,并且增加硅面积,因此增加了功率转换器设计的成本。应用最大占空比或者给定反馈信号

的占空比的线性函数作为功率转换器输入电压的函数的电路在仅仅一个输入电压电平下提供最佳性能,因此兼顾了所有其它输入电压值的功率转换器设计。

[0020] 现在说明根据本发明响应前馈信号的电源控制器电路。本发明的示例包括产生响应前馈信号的电源控制器电路的方法和装置。根据本发明的示例性电源控制电路提供保持系统级节约性能的占空比相对于功率转换器输入电压的理想前馈函数的近似,所述系统级节约性能是通过响应前馈信号来控制开关占空比同时维持电源控制电路设计来获得,它是低成本的,并且提供单元到单元的容错限度的充分控制,以使得根据本发明保持所述系统级节约性能。

[0021] 图 1A 大致示出根据本发明采用响应前馈信号的电源控制器的功率转换器 100 的一个示例的示意图。在该示例中,功率转换器 100 是逆向转换器。注意,在其它示例中,功率转换器 100 还可以是多种功率转换器结构之一,例如正向转换器,并且可以是根据本发明的绝缘或非绝缘转换器。

[0022] 图 1 中的示例性电源从直流输入电压 V_{IN} 105 提供输出功率至负载 165。在该示例中,大容量电容器 195 跨越该输入耦合至功率转换器 100。在从交流源(未示出)产生输入电压 105 的应用中,该大容量电容器 195 用作低通滤波器,其存储能量以维持该输入电压 105 在可以让功率转换器 100 在交流线周期之间提供所需要的输出功率至负载 165 的水平。因此,在一个示例中,大容量电容器 195 两端的电压滤波整流电压具有波纹电压,该波纹电压的振幅通常小于电容器 195 两端的 DC 电压峰值的 25%,但是其实际值根据大容量电容器 195 的值以及功率转换器 100 的其它操作条件而定。

[0023] 输入电压 V_{IN} 105 耦合到能量传输元件 T1175 和开关 S1125。在图 1A 的示例中,能量传输元件 T1175 耦合到电源的输入和电源的输出之间。在图 1 的示例中,能量传输元件 T1175 示出为具有一个输出绕组 176 的变压器。在其它示例中,该变压器可以具有多于一个的输出绕组,其中其它绕组用于提供功率给其它负载,从而提供偏置电压,或者检测负载上的电压。

[0024] 如图示示例所示,箝位电路 110 耦合到能量传输元件 T1175 的初级绕组,从而限制开关 S1125 两端的最大电压。电源控制器 145 被耦合以产生驱动信号,该驱动信号被开关 125 接收,从而控制开关 125 的切换,以便响应于反馈电路 160 产生的反馈信号 155 而调节从电源的输入端至输出端传输的能量。

[0025] 在一个示例中,开关 S1125 是例如功率金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)的晶体管。在一个示例中,控制器 145 包括集成电路和分立电气元件。在一个示例中,开关 S1125 和电源控制器 145 形成单片集成电路的一部分。在另一个示例中,示例性开关 S1125 和电源控制器 145 形成混合集成电路的一部分,其中例如它们是单独的硅芯片并且容纳在相同的集成电路封装中。开关 S1125 的切换产生脉动电流 I_p 120,其流过能量传输元件 T1175 的输入绕组 177,如图 1B 所示。在开关 125 的导通时间内存储在能量传输元件中的能量在开关 125 关断时间内传输到输出电容器 135。

[0026] 如所述示例所示,被调节的功率转换器输出量为 U_o 150,它通常可以是输出电压 V_o 、输出电流 I_o 或者两者的组合。被调节量不必是固定的,而是可以被调节通过设计反馈电路 160 以期望方式来改变。例如,在一个示例中,响应于输出电压或输出电流的振幅,输出 U_o 从输出电压改变为输出电流。反馈电路 160 被耦合以接收输出量 U_o 150,以产生反馈信号

U_{FB155} ,其用作到电源控制器 145 的输入信号。

[0027] 如图 1A 的示例所示,控制器 145 的另一个输入信号是前馈信号 U_{FF170} ,它是前馈电路 140 的输出。该前馈电路 140 被耦合以接收信号 U_{i115} ,该信号是功率转换器 100 的输入电压 V_{IN105} 的函数。在该示例中,, U_{i115} 和 U_{FF170} 可以是电压或电流信号。在一个示例中,信号 U_{i115} 和 U_{FF170} 是相同的信号,例如,前馈电路 140 包括电阻器。

[0028] 在所述示例中,可以看出,图 1A 示出产生信号 U_{i115} 的两种可能途径。在一个示例中,信号 U_{i115} 可以通过将前馈电路 140 直接耦合到功率转换器 100 的输入电压 V_{IN105} 来产生。在另一个示例中,信号 U_{i115} 可以通过将前馈电路 140 耦合到电路 185 的输出来产生,它包括能量传输元件 175 的前向绕组 178。前向绕组 178 产生的信号被部件 179 和 181 整流和平滑。在该示例中,在开关 125 导通时间内绕组 178 两端的电压和输入电压 V_{IN105} 成正比,因此可以用于产生信号 115 以施加到根据本发明的前馈电路 140。

[0029] 图 1B 还大致示出电流 I_D120 的示例性波形,以示出控制器可以用来调节输出量 U_O150 的参数。如该示例所示,电流 I_D120 的最大值为 I_{MAX121} ,切换周期为 T_S122 ,以及占空比为 $D124$ 。该控制器通常将占空比限制为小于 100% 的最大值 D_{MAX} 。在一个示例中,控制器 145 包括限定基本规则的切换周期 T_S122 的振荡器。在一个示例中,通过控制在切换周期内开关 $S1125$ 导通时间来实现调节。在每个切换周期中,切换周期中开关导通的那部分是开关的占空比(D)。在一个示例中,通过控制开关的最大电流 I_{MAX121} 来实现调节。在另一个示例中,通过控制切换周期 T_S122 来实现调节。不论是控制 I_{MAX121} 还是 T_S122 ,作为切换周期的一部分的开关导通时间被调制,因此该调节模式可以称为根据本发明的占空比控制模式。

[0030] 图 2 大致示出在一个示例中可以由控制器 145 用来响应于反馈信号 155 和前馈信号 170 从而控制开关 $S1125$ 的切换的占空比控制波形的一个示例。通常,四个特征曲线 217、216、215 和 214 分别对应于在数值 V_1 、 V_2 、 V_3 和 V_4 之间增加的数值 V_{IN105} ,如箭头 218 所示。对于任何固定输入电压值,最大占空比和反馈信号 U_{FB219} 的给定值的占空比是由比占空比 220 相对于反馈信号 219 的特征来限定。然而,随着前馈信号振幅增大,最大占空比和反馈信号 219 的给定值的占空比减小。

[0031] 在一个示例中,前馈信号振幅增量对应于功率转换器输入电压增量。在该示例中,对于固定反馈信号值 U_X211 ,当输入电压分别从 V_1 变化到 V_2 、 V_3 和 V_4 时,电源控制器 145 分别在数值 $D_{X1}206$ 至 $D_{X2}207$ 、 $D_{X3}208$ 和 $D_{X4}209$ 之间变化开关 125 的占空比。因此,当输入电压从 V_1 变化到 V_2 、 V_3 和 V_4 时开关 125 的占空比在 $D_{X1}206$ 至 $D_{X4}209$ 之间的变化独立于反馈信号 U_{FB155} 。在该示例中,当反馈信号超过数值 U_B210 时,占空比相对于反馈电流的斜率不响应于前馈信号值,并且保持固定斜率 $-m_{FB}213$,直到达到占空比值 $D_{MN}205$ 。在其它示例中,根据本发明,斜率 213 本质上可以是非线性的。

[0032] 图 3 大致示出最大占空比 $D_{MAX}302$ 和前馈或输入电压信号 U_{FF301} 振幅之间的关系的一个示例,在一个示例中,其可以由控制器 145 用来响应于前馈信号 170 从而控制开关 $S1125$ 的切换。在该示例中,根据本发明,控制开关的驱动信号的最大占空比响应于输入电压信号或前馈信号的多个数值的范围内多个线性函数而变化。例如,在所示示例中,当输入电压信号低于第一阈值 $V_{BR1}303$ 时,最大占空比的变化是输入电压信号的第一线性函数。当输入电压信号在第一阈值 $V_{BR1}303$ 和第二阈值 $V_{BR2}304$ 之间时,变化的最大占空比是输入电

压信号的第二线性函数。当输入电压信号在第二阈值 V_{RR2} 304 和第三阈值 V_{BR3} 305 之间时,最大占空比的变化是输入电压信号的第三线性函数。

[0033] 如该示例所示,第一、第二和第三线性函数的斜率分别是斜率 1306、斜率 2307 和斜率 3308。在一个示例中,斜率 1306 的斜率基本等于零,但是根据本发明在其它示例中斜率 1306 还可以具有非零斜率。斜率 1306 的斜率基本等于零的一个原因是:电源控制器 145 必须限制绝对最大占空比,其中该绝对最大占空比可以因和电源控制器 145 的设计相关的实际原因而应用于开关 125 的切换,而且电源控制器必须限制例如在电源故障条件下施加到开关 125 的应力。

[0034] 在一个示例中,最大占空比值 D_{MAX1} 309、 D_{MAX2} 310、 D_{MAX3} 311 和 D_{MAX4} 312 分别对应于图 2 中的 D_{MAX1} 201、 D_{MAX2} 202、 D_{MAX3} 203 和 D_{MAX4} 204。在该示例中,输入电压信号的第一、第二和第三线性函数是当输入电压信号增大时最大占空比的线性减小。在另一个示例中,根据本发明斜率 3308 还可以具有基本等于零的斜率。

[0035] 图 4 大致示出给定或固定值反馈信号 U_{FB} 的占空比 402 和前馈 U_{FF} 或输入电压信号 401 振幅之间的关系的一个示例,它在一个示例中可以由控制器 145 使用以响应于前馈信号 170 来控制开关 S1125 的切换。在一个示例中,给定或固定值反馈信号可以是图 2 中的 U_x 211,但是可以理解的是该给定或固定值反馈信号可以是大于图 2 中的 U_b 210 的任何值的反馈信号。

[0036] 在该示例中,根据本发明,对于固定值的反馈信号的控制开关的驱动信号的占空比响应于输入电压信号或前馈信号的多个数值的范围内的多个线性函数而改变。例如,在所示例中,当输入电压信号低于第一阈值 V_{BR1} 403 时,固定值的反馈信号的占空比的变化是输入电压信号的第一线性函数。当输入电压信号在第一阈值 V_{BR1} 403 和第二阈值 V_{BR2} 404 之间时,开关的占空比是输入电压信号的第二线性函数。当输入电压信号在第二阈值 V_{BR2} 404 和第三阈值 V_{BR3} 405 之间时,开关的占空比是输入电压信号的第三线性函数。

[0037] 如该示例所示,第一、第二和第三线性函数的斜率分别是斜率 1406、斜率 2407 和斜率 3408。在一个示例中,斜率 1406 的斜率基本等于零,但是根据本发明在其它示例中可以理解的是斜率 1406 还可以具有非零斜率。在一个示例中,最大占空比值 D_{X1} 409、 D_{X2} 410、 D_{X3} 411 和 D_{X4} 412 分别对应于图 2 中的 D_{X1} 206、 D_{X2} 207、 D_{X3} 208 和 D_{X4} 209。在该示例中,输入电压信号的第一、第二和第三线性函数是当输入电压信号增大时占空比的线性减小。在另一个示例中,根据本发明,斜率 3408 还可以具有基本等于零的斜率。

[0038] 图 5 示出根据本发明的电源控制器 545 的内部方块图的一个示例,该电源控制器包括耦合到前馈增益选择器电路 530 的开关占空比控制器 522。在该示例中,前馈增益选择器电路 530 被耦合以接收前馈信号 I_{FF} 510。在一个示例中,输入直流电压 V_{IN} 505 等于图 1 中的 V_{IN} 105。在一个示例中,开关 S1525 等于图 1 中的开关 125,并且流过开关 525 的电流 I_D 520 等于图 1 中的 I_D 120。

[0039] 如该示例所示, V_{IN} 505 耦合到前馈电路 540,它在该示例中示为电阻器 R_{FF} 。在另一个示例中,前馈电路 540 可以是电阻分压器,并且前馈信号 510 可以是电压信号。在该示例中,流过前馈电路 540 的电流 I_{FF} 510 是前馈或输入电压信号,它在一个示例中等于图 1 中的信号 U_{FF} 170。因此,当 V_{IN} 505 增加时,前馈信号 I_{FF} 510 也增加。

[0040] 在该示例中,前馈 I_{FF} 或输入电压信号 510 耦合到增益选择器电路 530。增益选择

器电路 530 产生耦合到开关占空比控制器电路 522 的占空比调节信号 535。在该示例中,开关占空比控制器电路 522 也被耦合以接收反馈信号 U_{FB} 555。增益选择器电路 530 选择施加到前馈信号 510 的增益。所施加的增益确定了最大占空比的特征作为输入电压 V_{IN} 505 的函数。所施加的增益还确定了给定或固定值的反馈信号的占空比的特征作为输入电压 V_{IN} 505 的函数,如图 4 所示。由于在图 3 和图 4 中,特征曲线 313 和 413 的斜率根据输入电压的振幅而改变,根据本发明,增益选择器电路 530 根据前馈信号 I_{FF} 510 的数值来选择项目 536 的增益乘法器 m_{FF} 。在下面的图 6 中示出用于执行该功能的电路。

[0041] 图 6 大致示出被耦合以接收在终端 651 处的前馈 I_{FF} 或输入电压信号 610 的增益选择器电路 630 的示例性示意图。增益选择器电路 630 产生由开关占空比控制器电路接收的信号 635,如下参照图 7 将讨论。晶体管 652 和电压源 653 设定在终端 651 处的电压,其例如使得可以准确计算图 5 中的电阻器 540 的值,从而提供给定输入电压 505 的前馈信号 510 的所需值。电流源 632 限制流过晶体管 652 的最大电流,以确保在正常操作条件下在终端 651 处的电压的稳定性。

[0042] 如该示例所示,前馈电流 610 由电流镜 601 来进行镜像。在该示例中,电流镜 601 设定比率 $m1:1$,它将镜像电流减小到低于前馈电流 610 的值,从而减小增益选择器电路 630 的内部功率消耗。该电流再次被一对一的电流镜 615 进行镜像,以产生数值为 $I_{FF}/m1$ 的两个相同电流 612 和 611。包括电容器 605 和电阻器 610 的 RC 滤波器提供噪音滤波。在一个示例中,电流源 I_{B2} 645 的数值大于电流源 I_{B1} 640 的数值。

[0043] 在该示例中,小于或等于 I_{B1} 640、 I_1 625 以及 $m_{FF}I_{FF}$ 635 的 $I_{FF}/m1$ 611 的数值基本为零,其中所述 $I_{FF}/m1$ 611 的数值通过一对一的电流镜 691 的作用基本等于 I_1 625。对于大于 I_{B1} 640 且小于或等于 I_{B2} 645、 I_1 625 以及占空比调节信号 $m_{FF}I_{FF}$ 635 的 $I_{FF}/m1$ 611 和 612 的数值基本等于 $(I_{FF}/m1 - I_{B1})$ 。对于大于 I_{B2} 645、 $m_{FF}I_{FF}$ 635 的 $I_{FF}/m1$ 611 和 612 的数值, $m_{FF}I_{FF}$ 635 基本等于 $(I_{FF}/m1 - I_{B1}) - (I_{FF}/m1 - I_{B2})m2$ 。其中 $m2$ 是电流镜 620 的比率,在从电流 I_1 625 减去电流 I_2 631 之前该 $m2$ 应用到该电流 I_2 631。因此通常来说,成立下面的关系式:

$$[0044] \quad m_{FF}I_{FF} = I_1 - I_2m2 \quad (1)$$

[0045] 上述关系式还可以在图 6 中的表格 650 被总结。

[0046] 在该示例中,通过增益选择器电路 630 施加到前馈信号 I_{FF} 610 的增益具有三段。因此取决于 I_1 和 I_2 的相对值的占空比调节信号 635 的增益的变化提供图 2 和图 3 所示的特征曲线,其中所述占空比调节信号在一个示例中耦合到开关占空比控制器。在一个示例中, $I_{FF}/m1$ 611 小于或等于 I_{B1} 640 的情况分别对应于图 3 和 4 中的斜率 1306 和 406。在一个示例中, $I_{FF}/m1$ 611 大于 I_{B1} 640 且小于或等于 I_{B2} 645 的情况分别对应于图 3 和 4 中的斜率 2307 和 407。在一个示例中, $I_{FF}/m1$ 611 大于 I_{B2} 645 的情况分别对应于图 3 和 4 中的斜率 3308 和 408。信号 $m_{FF}I_{FF}$ 635 被开关占空比控制器电路处理的方式在下面参照图 7 来说明。

[0047] 图 7 大致示出电源控制器电路 700 的一部分的示意图。该电路 700 被耦合以接收反馈信号 I_{FB} 701,它在一个示例中等于图 5 中的反馈信号 555。该电路 700 被耦合以接收占空比调节信号 735,它在一个示例中等于图 5 中的占空比调节信号 535。电路 700 的输出是 V_{PWM} 信号 765,它在一个示例中用于获取驱动信号 521 来驱动图 5 中的开关 525 的切换。

[0048] 当振荡器 702 输出信号 720 为低时,开关 799 闭合,并且电容器 780 被充电,其充电速率由电流源 I_1 745 和 I_1 738 的和来决定。这对应于波形 796 的上升沿,它是电压 V_D 795

在时间上的表示。在振荡器 702 输出信号 720 为低的时间内,来自 AND 门 761 的输出信号 774 低至 V_{PWM} 信号 765,它在一个示例至对应于图 5 中的开关 525 关断的时间。

[0049] 当振荡器 702 输出信号 720 变高时,开关 799 断开,并且对电容器 780 的充电停止。在由上升沿延迟电路 764 决定的延迟周期之后,开关 785 闭合,导致电容器 C_p 780 以由电流源 782 决定的速率放电。这对应于波形 796 的下降区。波形 796 的平顶部分由开关 799 关断和开关 785 导通之间的延迟产生。

[0050] 波形 796 的电压下降到参考电压电平 772 以下所花费的时间决定了 V_{PWM} 输出 765 的导通时间 T_{on} 。由于电容器 780 的放电速率由电流源 782 固定,所以 V_{PWM} 输出 765 的导通时间 T_{on} 由在开关 799 闭合周期内电容器 780 被充电的速率决定。这又是 I_{738} 和 I_{1745} 的函数。作为总周期时间 T_s 的一部分的 V_{PWM} 输出 765 的导通时间 T_{on} 是占空比,并且它在一个示例中对应于图 5 中开关 S1525 的占空比。

[0051] 作为反馈信号 701 的函数的控制器占空比特征的 PWM 增益由电流源 736、745 和 782 的相对振幅来设定,它在一个示例中对应于图 2 中的斜率 213。然而,由于这和本发明无关,所以这在此不再进一步讨论。

[0052] 根据本发明的示例涉及了占空比调节信号 735 对于给定反馈信号 701 值的占空比和例如图 5 中开关 525 的最大占空比的影响。可以理解的是,例如流过开关 525 的电流 520 的其它因素还可以影响在特定条件下开关 525 的实际导通时间。例如,如果电源在检测到电流 520 已经超过安全电平的故障条件下操作,则开关 525 的导通时间会因该原因而不是在图 7 中 V_{PWM} 765 信号变低的原因而终结。

[0053] 如图 7 所示,关系式 739 反映了反馈信号 701 和占空比调节信号 735 对于电容器 780 的充电以及 V_{PWM} 输出信号 765 的占空比的影响。当占空比调节信号 735 基本为零时,在一个示例中对应于图 6 中的基本为零的 I_{1625} 的数值,关系式 739 变成:

$$[0054] \quad I = PI_0 - m_c(I_{\text{FB}} - I_B) \quad (2)$$

[0055] 在一个示例中,等式 2 的关系式产生占空比相对于反馈信号 701 的特征,它由图 2 中的特征 217 来限定。

[0056] 对于当图 6 中的 I_{FF}/m_{1611} 大于 I_{B1640} 时的所有情况,占空比调节信号 735 是有限的。关系式 739 则为:

$$[0057] \quad I = PI_0 - \{m_c(I_{\text{FB}} - I_B) + m_{\text{FF}}I_{\text{FF}}\} \quad (3)$$

[0058] 作为前馈信号 610 的函数的占空比调节信号 735 的斜率值是固定值,并且对于输入电压条件的每个范围都是线性的,如参照上述图 5 和 6 所描述的那样。对于当占空比调节信号为非零的每个条件,等式 3 和 739 的关系式应用于决定电容器 780 的充电速率。

[0059] 应当注意,等式 3 和 739 的关系式仅仅对于等于或大于电流源 I_B 703 的反馈信号 I_{FB} 701 的数值为真。对于小于电流源 I_B 703 的反馈信号 I_{FB} 701 的数值,关系式 739 中的项 741 基本为零,但是不会为负数。这是因为输出电流不能小于零的电流镜 752 的作用。

[0060] 在一个示例中,反馈信号 I_{FB} 701 小于电流源 I_B 703 的情况对应于图 2 中的区域 251,其中反馈信号 219 中的变化对于保持在最大值的占空比 D220 没有影响。然而,增加前馈信号振幅可以减小最大占空比,如通过 D_{MAX} 值 201、202、203 和 204 所表示的那样。在一个示例中,影响占空比 D 所需的反馈信号 U_B 210 的数值为固定值,而与前馈信号的振幅无关。在一个示例中,这对应于图 7 的电路,其中关系式 739 的项 741 为零,直到反馈电流 I_{FF} 701

的数值大于电流源 I_B 703。

[0061] 图 8 大致示出最大占空比 802 和前馈或输入电压信号 801 振幅之间的关系的一个示例,根据本发明,它在一个示例中在图 5 中可以由电源控制器 545 使用从而响应于前馈信号 510 来控制开关 S1525 的切换。

[0062] 在该示例中,根据本发明,最大占空比 802 是输入电压信号 801 的多个线性函数。在该示例中,当输入电压信号在数值 820 的第一范围内时,开关的最大占空比是输入电压信号 801 的第一线性函数。当输入电压信号 801 处于数值 823 的第二范围时,开关的最大占空比 802 是输入电压信号 801 的第二线性函数。当输入电压信号处于数值 826 的第 n 个范围时,开关的最大占空比 802 是输入电压信号 801 的第 n 个线性函数。

[0063] 在一个示例中,斜率 1827 具有基本等于零的斜率,但是根据本发明可以理解的是在其它示例中斜率 1827 也可以具有非零斜率。在一个示例中,除当输入电压信号 801 在数值 820 的第一范围之外的所有线性函数是当输入电压信号 801 增大时最大占空比 802 的线性减小。在另一个示例中,这 n 个斜率的任意一个或者多个可以具有基本为零的斜率,只要这 n 个斜率之一具有当输入电压信号 801 增大时的最大占空比 802 的线性减小即可,这仍然得益于本发明的教导。

[0064] 图 9 大致示出给定或固定值反馈信号 U_{FB} 902 的占空比和前馈或输入电压信号 901 振幅之间的关系的一个示例,根据本发明,它在一个示例中在图 5 中可以由电源控制器 545 使用以响应于固定反馈信号值 U_{FB} 555 的前馈信号 510 来控制开关 S1525 的切换。在该示例中,固定值反馈信号 U_{FB} 902 的占空比是输入电压信号 901 的多个线性函数。

[0065] 在该示例中,当输入电压信号在数值 920 的第一范围内时,开关的固定值反馈信号 U_{FB} 902 的占空比是输入电压信号 901 的第一线性函数。当输入电压信号 901 处于数值 923 的第二范围时,开关的固定值反馈信号 U_{FB} 902 的占空比是输入电压信号 901 的第二线性函数。当输入电压信号处于数值 926 的第 n 个范围时,开关的固定值反馈信号 U_{FB} 902 的占空比是输入电压信号 901 的第 n 个线性函数。

[0066] 在一个示例中,斜率 1927 具有基本等于零的斜率,但是根据本发明可以理解的是在其它示例中斜率 1927 也可以具有非零斜率。在一个示例中,除了当输入电压信号 901 在数值 920 的第一范围以外的所有线性函数是当输入电压信号 901 增大时给定或固定值反馈信号值的占空比 902 的线性减小。在另一个示例中,这 n 个斜率的任意一个或者多个可以具有基本为零的斜率,只要这 n 个斜率中的至少一个具有当输入电压信号 901 增大时给定或固定值反馈信号值的占空比 902 的线性减小即可,这仍然得益于本发明的教导。

[0067] 图 10 大致示出增益选择器电路 1000 的示例性示意图,根据本发明,它在一个示例中可以应用于产生输入电压信号的多个线性函数,如上参照图 8 和 9 所述那样。在一个示例中的增益选择器电路 1030 的部分和图 6 中的方块 630 在许多方面是共同的,因此在此不再赘述。

[0068] 如图所示,增益选择器电路 1000 被耦合以接收在终端 1051 处的前馈 IFF 或输入电压信号 1010。增益选择器电路 1000 产生耦合到开关占空比控制器电路的信号 1035,所述控制器电路在一个示例中可以是图 5 中的开关占空比控制器 522。图 10 的增益选择器电路 1000 包括多个方块,从而产生作为输入电压信号 1010 的函数的占空比调节信号 1035 的多个线性函数。

[0069] 为了清楚说明,仅仅在图 10 中示出第 n 个方块 1031,它在一个示例中分别实施图 8 和 9 中的第 n 个斜率 830 或 930。在该示例中,电流 I_n 1015 基本为零,直到电流 I_{FF}/m 11032 超过电流 I_{Bn} 1011,其中 $I_{Bn} > \dots > I_{B2} > I_{B1}$ 。对于大于 I_{Bn} 1011 的 I_{FF}/m 11032 值,在 I_{FF}/m 11032 和 I_{Bn} 1011 之间的差值乘以电流镜 1020 比率 mn,并且从 I_1 1025 中被减去。因此,通常来说,占空比调节信号 1035 可以由下面的关系式来表示:

$$m_{FF} I_{FF} = I_1 - I_2 m_2 \dots - I_n m_n \quad (4)$$

[0071] 包括在摘要中说明的本发明的所示示例的上述说明不是排他性说明,或者不用于限制为所公开的具体形式。虽然在此为了进行阐述说明了本发明的具体实施例以及示例,但是可以进行多种等效变型,这是本领域技术人员熟知的。实际上,可以理解的是,为了进行说明提供具体电压、电流、频率、功率范围数值、时间等等,但是在其它实施例和示例中根据本发明的教导还可以采用其它数值。

[0072] 这些变形都是根据上述具体实施方式部分内容作出的本发明的示例。下面的权利要求中采用的术语不用于将本发明限制为在说明书和权利要求书中公开的具体实施例。相反,该范围由下面的权利要求进行整体限定,它是根据权利要求释义的设立原则来构造的。

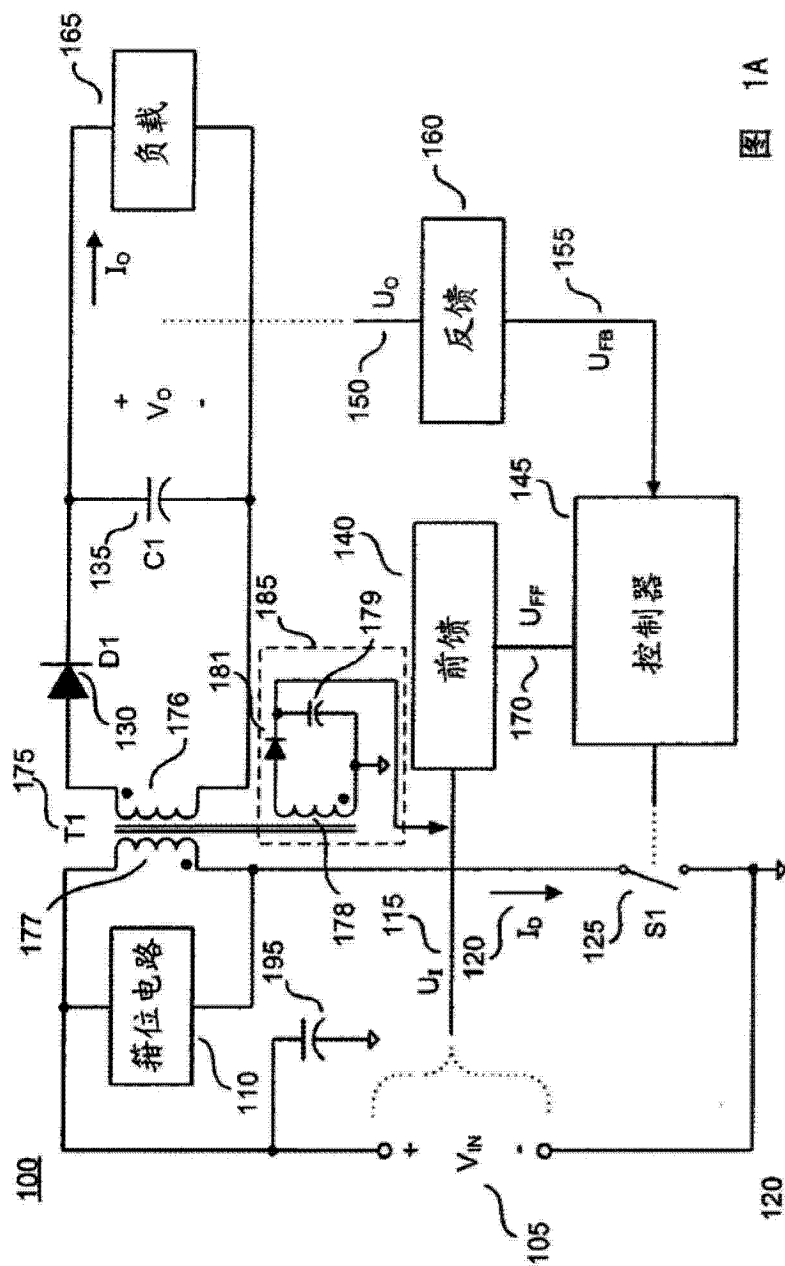


图 1A

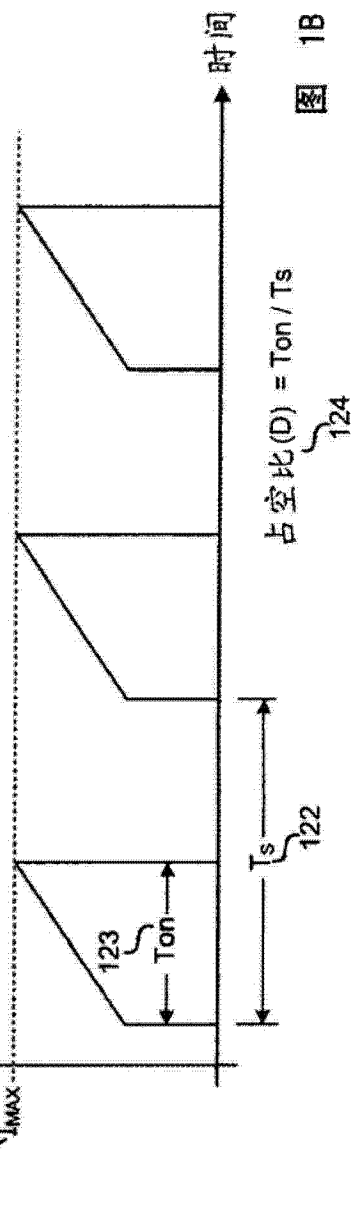


图 1B

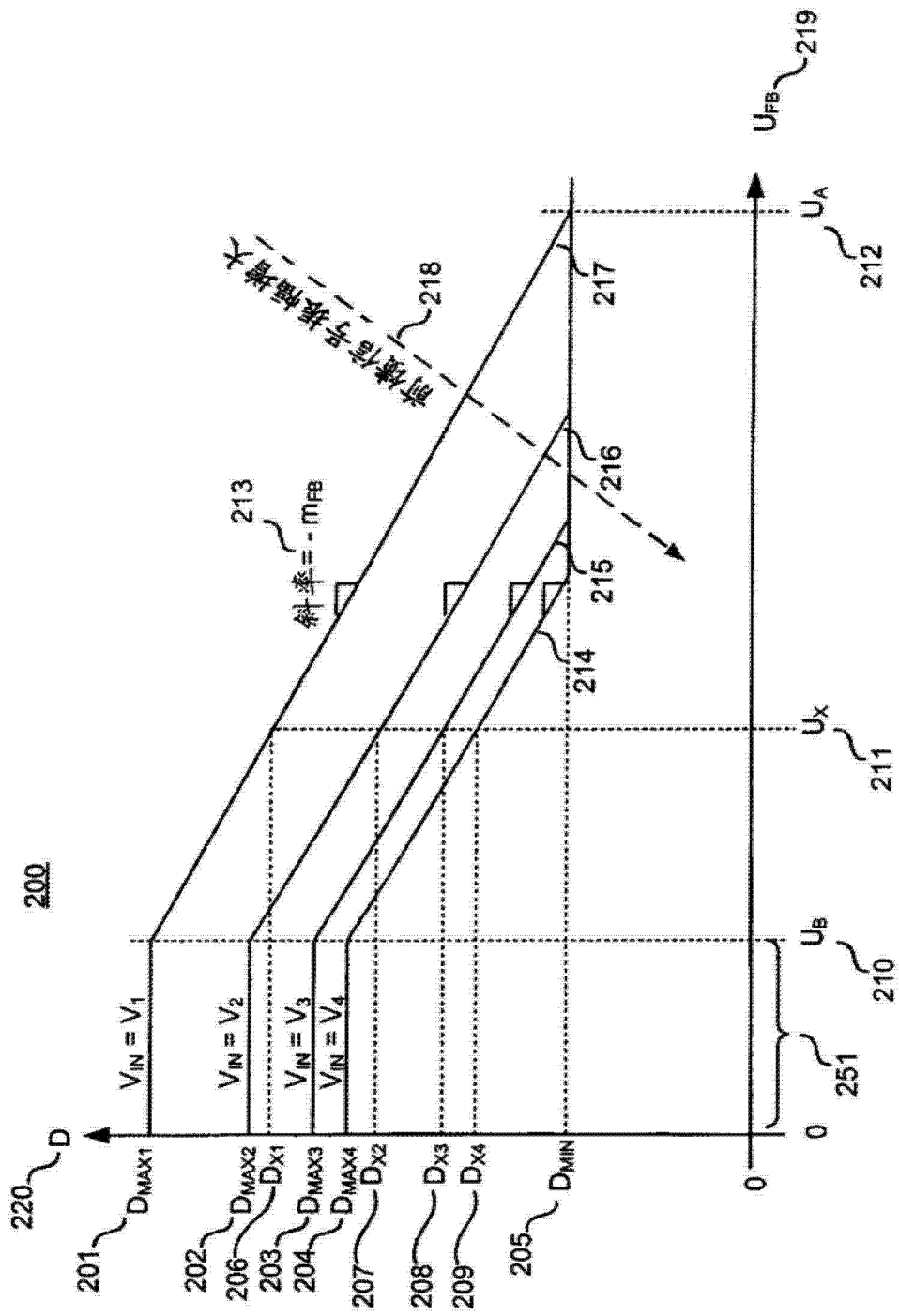


图 2

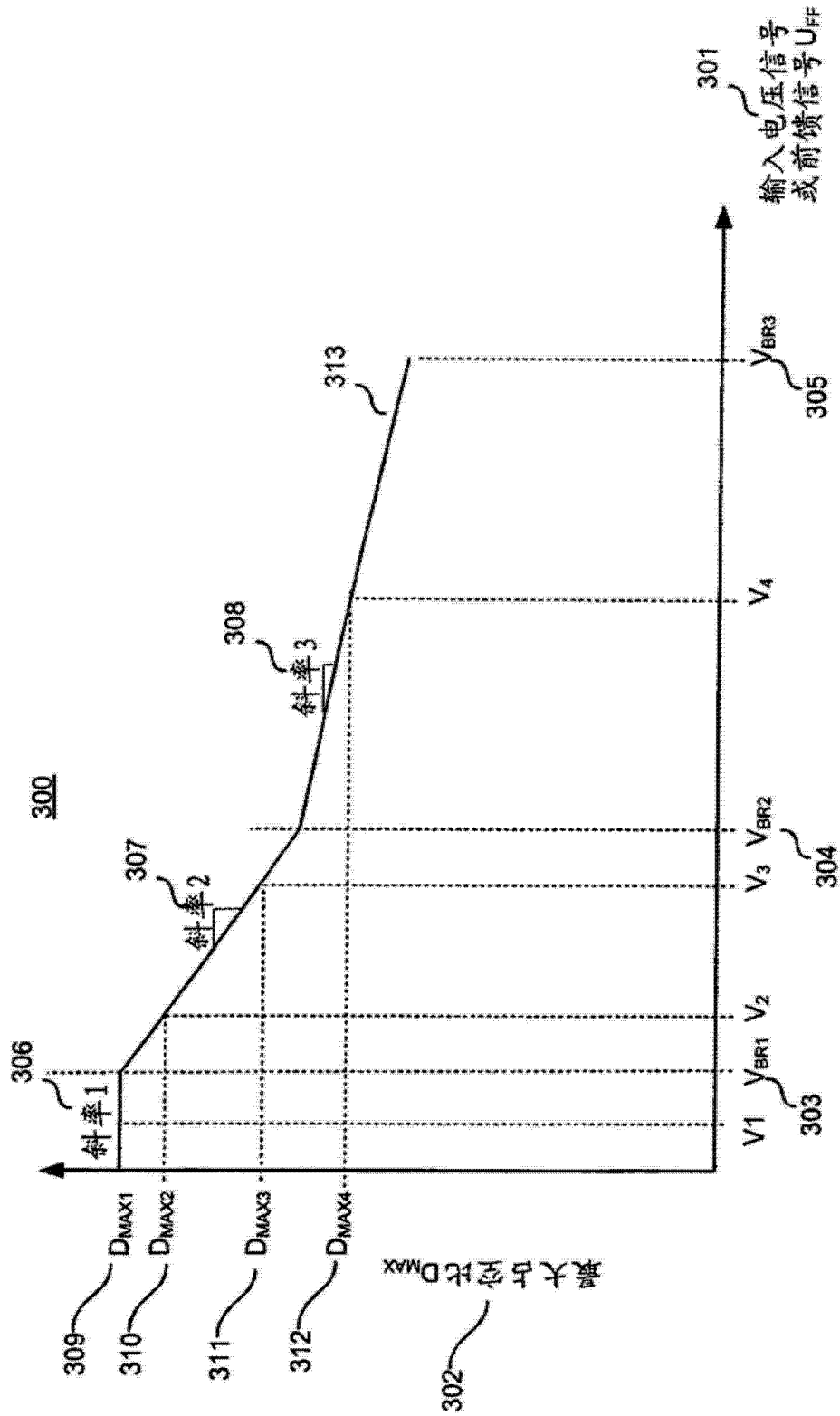


图 3

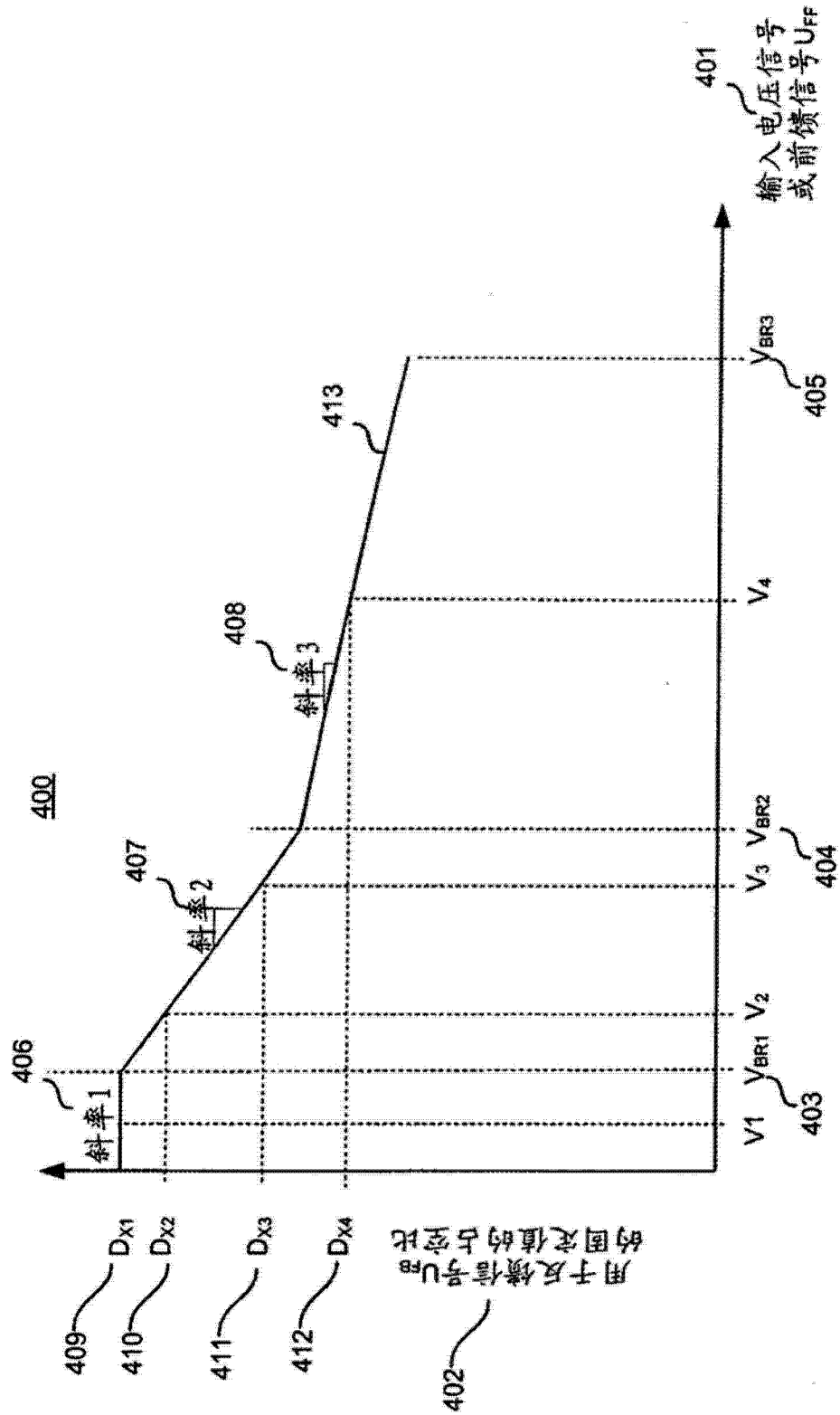


图 4

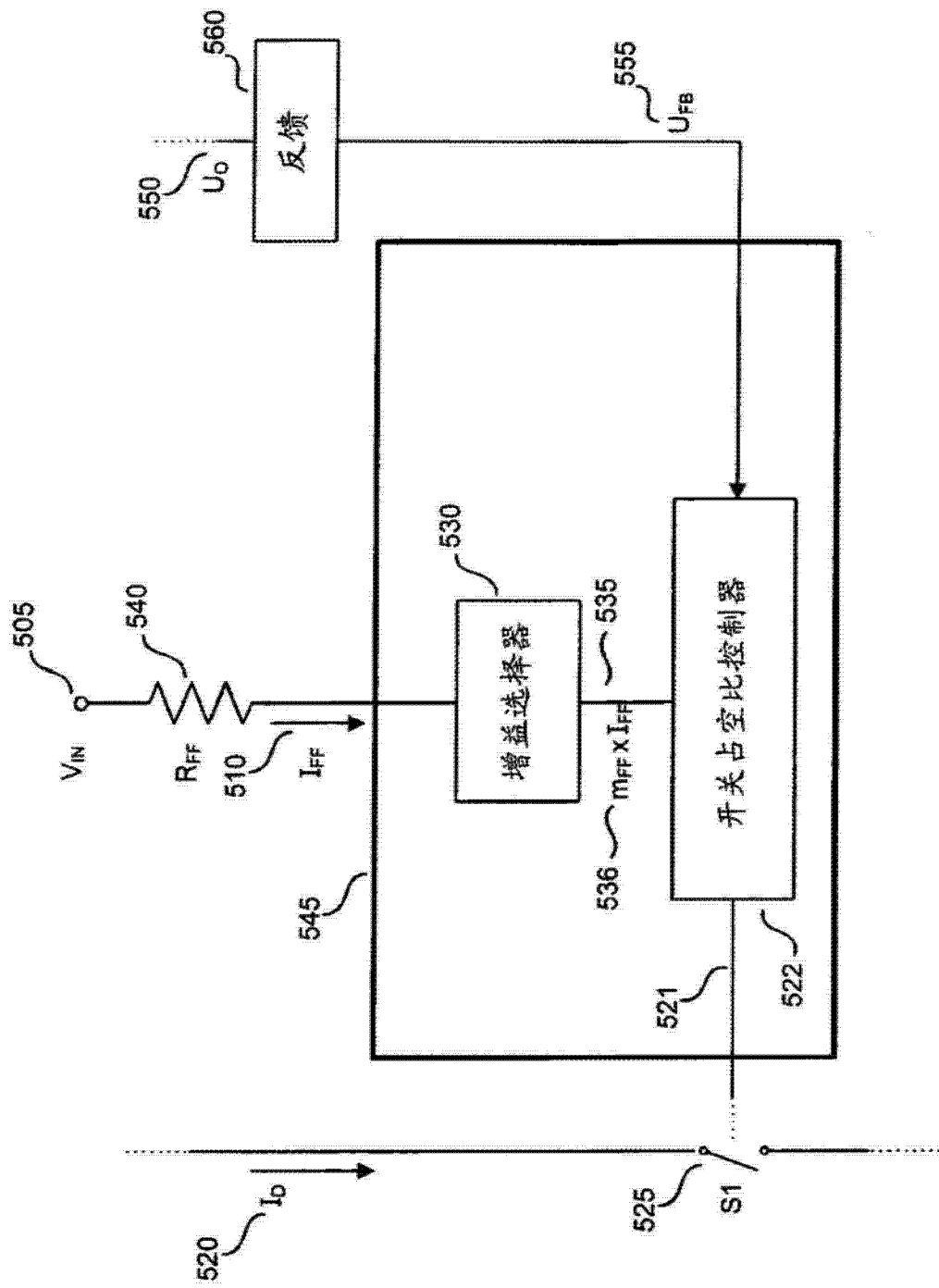
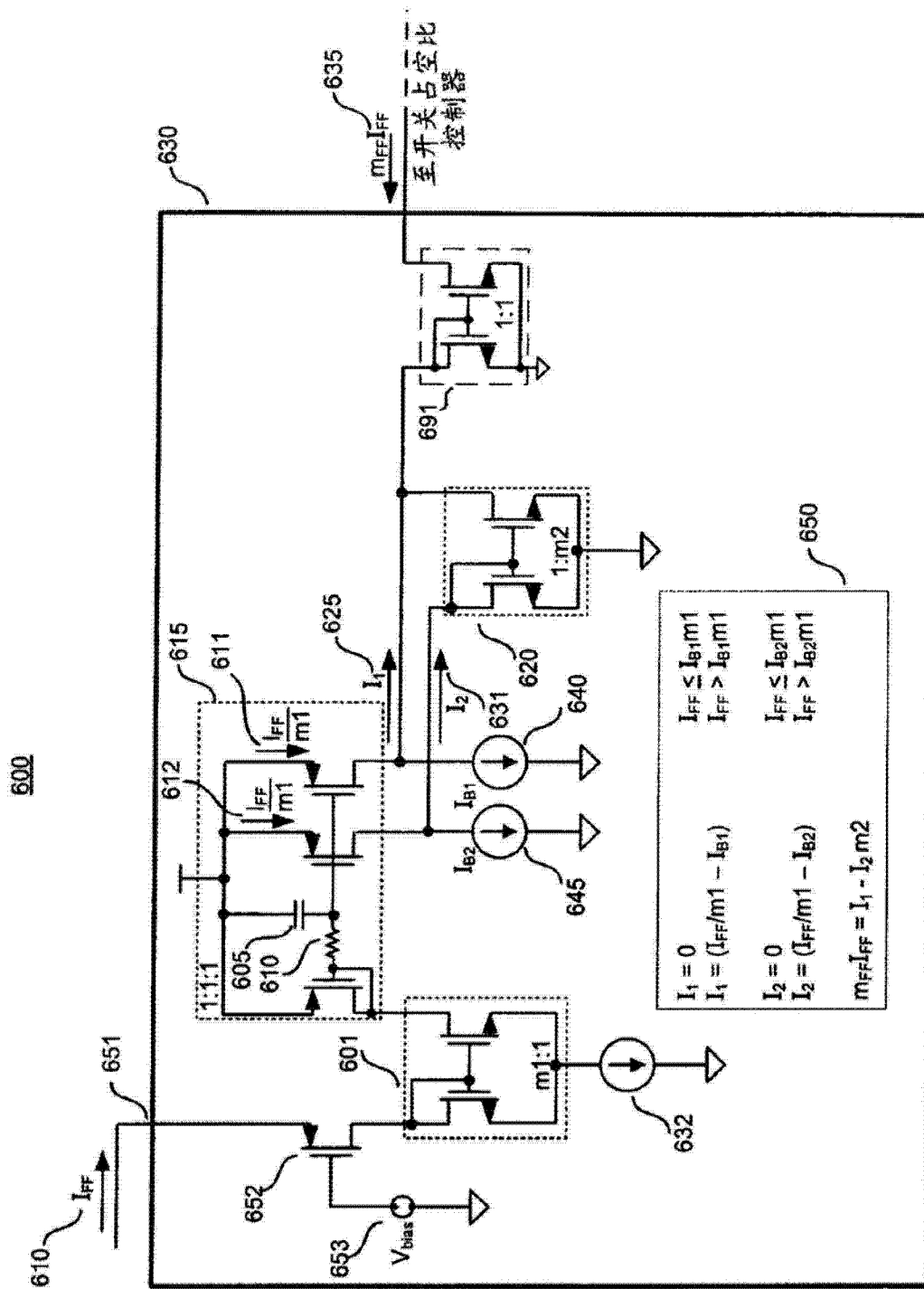


图 5



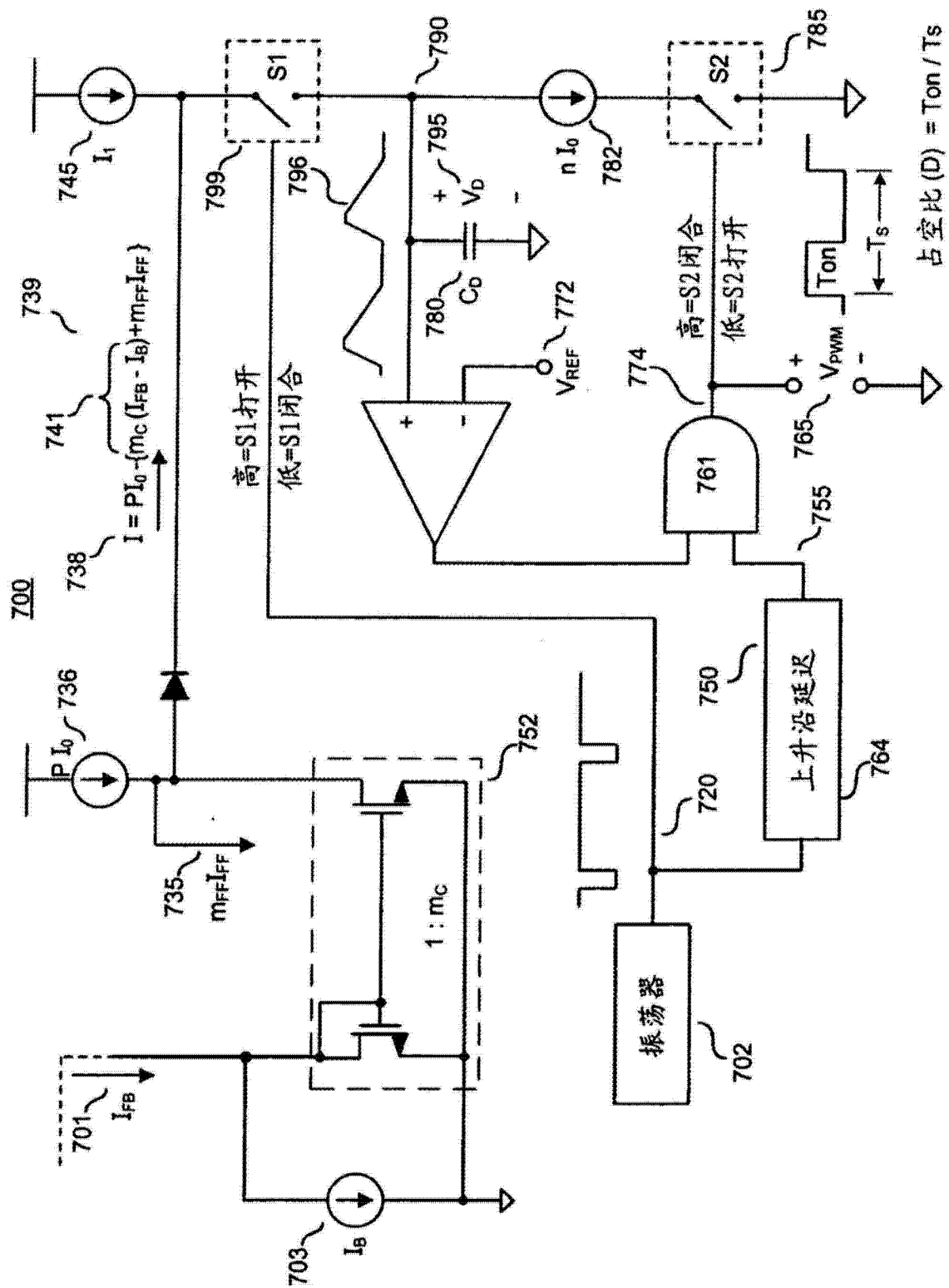


图 7

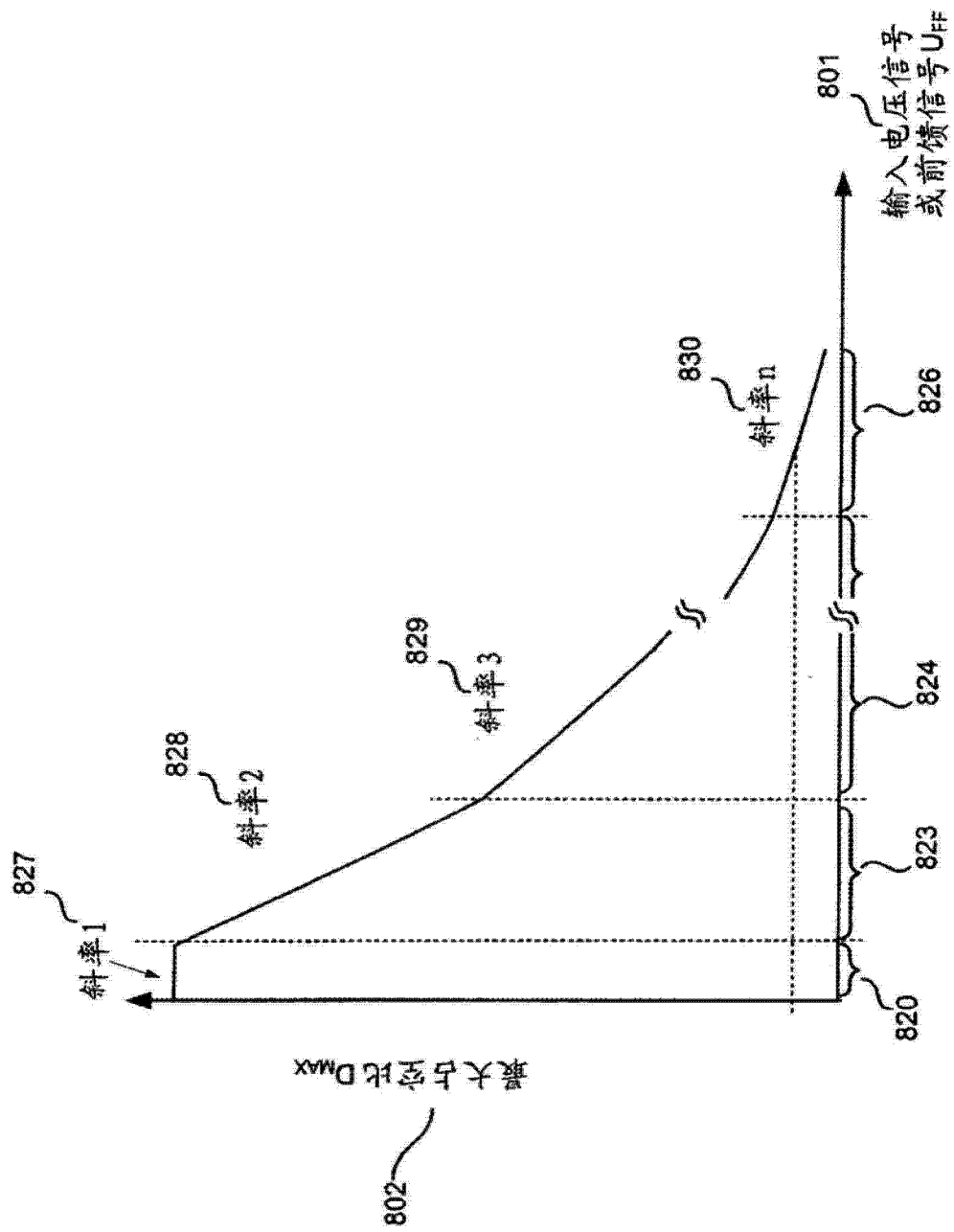


图 8

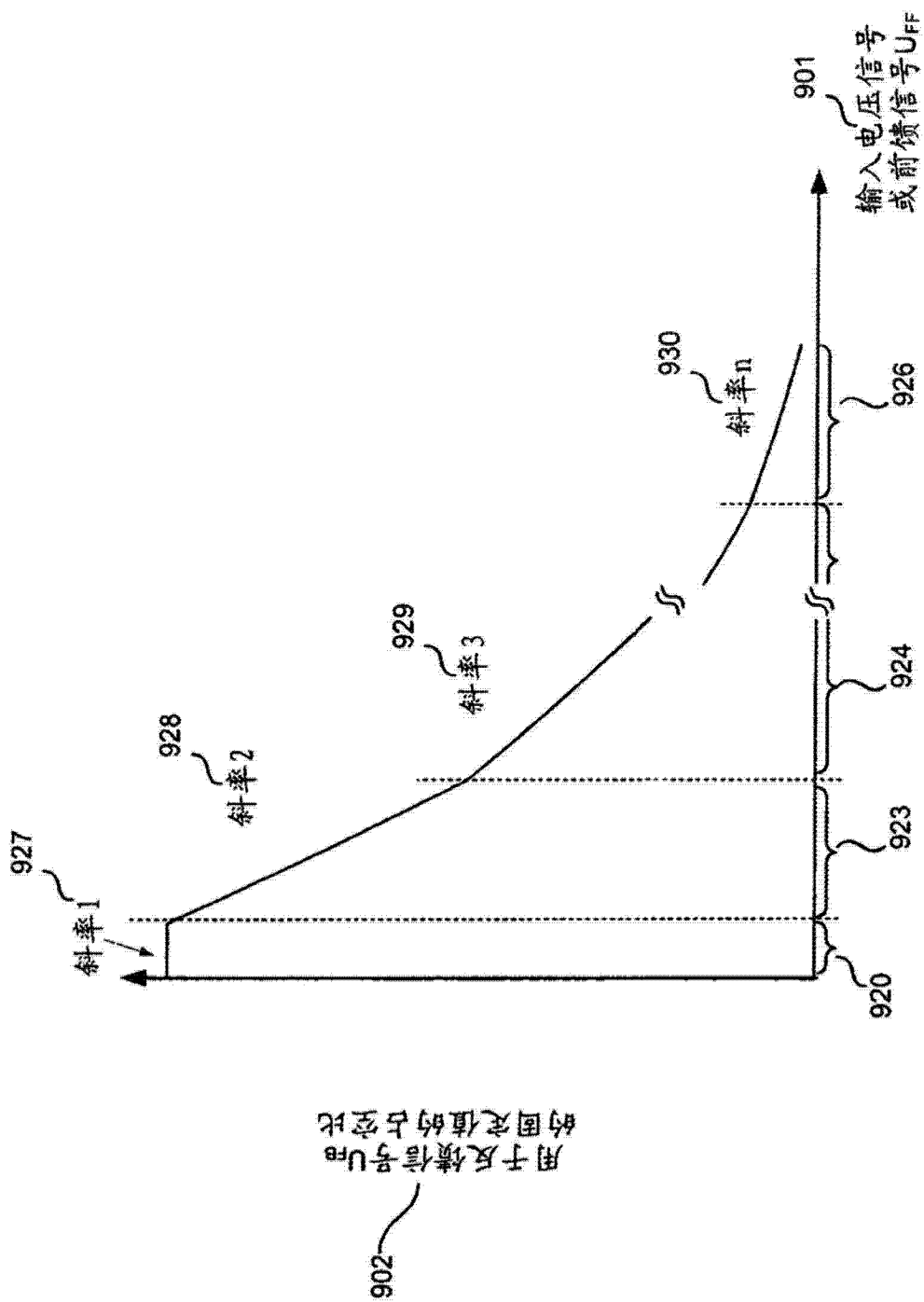


图 9

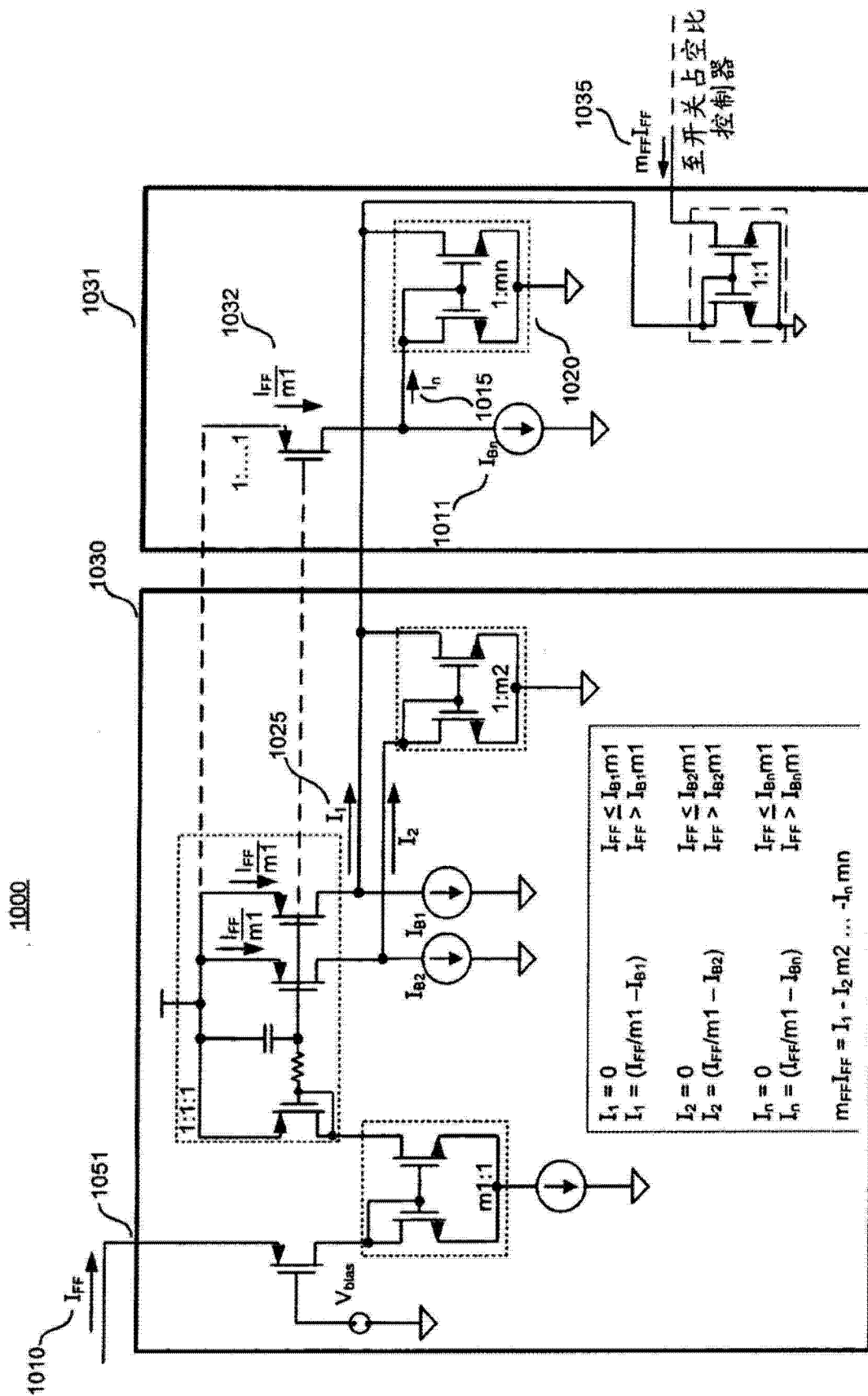


图 10