



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104205604 B

(45)授权公告日 2017.11.14

(21)申请号 201380014703.3

(22)申请日 2013.03.18

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 104205604 A

(43)申请公布日 2014.12.10

(30)优先权数据
13/431,521 2012.03.27 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2014.09.16

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/US2013/032772 2013.03.18

(87)PCT国际申请的公布数据
W02013/148390 EN 2013.10.03

(73)专利权人 万机仪器公司
地址 美国马萨诸塞州

(72)发明人 陈肯 陈星 纽曼 罗素 L
李国华

(74)专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司 11127
代理人 吕俊刚 刘久亮

(51)Int.Cl.
H02M 7/48(2007.01)

(56)对比文件
KR 10-0806624 B1, 2008.02.25,
CN 101288219 A, 2008.10.15,
KR 10-0891506 B1, 2009.04.06,
CN 100589675 C, 2010.02.10,
审查员 王伟

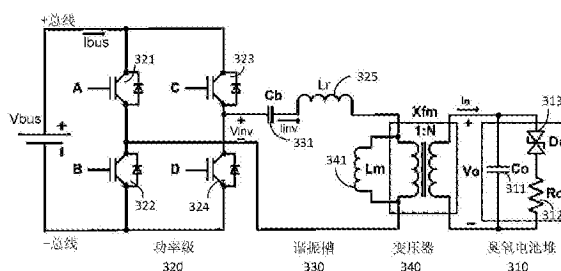
权利要求书3页 说明书9页 附图16页

(54)发明名称

用于工业介质阻挡放电发生器应用的多功能零电压开关谐振逆变器

(57)摘要

一种诸如用于产生臭氧的介质阻挡放电系统的电力系统可以包括全桥逆变器级和并联谐振槽,该并联谐振槽输出用于为介质阻挡放电电池堆供电的信号。使用脉宽调制(PWM)和频率调制(FM)的组合控制逆变器级,以能够通过所有负载状况即从满负载到轻负载进行软切换。电流控制回路误差放大器补偿器可以向相移PWM控制器芯片提供占空比调节信号,相移PWM控制器芯片产生用于逆变器级的切换信号。还使用反馈信号调节PWM控制器芯片的时钟频率时间常数,以提供FM。在一个实施方式中,反馈信号是连接在电流控制回路误差放大器补偿器的输出端处的反相放大器。



1. 一种介质阻挡放电电力系统,所述电力系统包括:
逆变器级;
谐振槽,其接收所述逆变器级的输出并且输出用于为至少一个介质阻挡放电电池供电的信号;以及
控制电路,其包括:
栅驱动器,其向所述逆变器级提供切换信号,所述切换信号包括用于软切换的相移;
脉宽调制PWM控制器,其用于产生用于所述栅驱动器的切换频率,所述PWM控制器具有第一输入端和第二输入端,所述第一输入端被构造成接收用于调节所述切换频率的占空比以执行PWM的第一信号,所述第二输入端被构造成接收用于调节所述PWM控制器的时钟频率时间常数以执行频率调制FM的第二信号,
其中,所述控制电路从所述介质阻挡放电系统接收反馈信号并且使用所述反馈信号来根据所述介质阻挡放电系统的负载产生所述第一信号和所述第二信号。
2. 根据权利要求1所述的介质阻挡放电电力系统,其中,所述逆变器级包括布置为全桥的四个晶体管。
3. 根据权利要求2所述的介质阻挡放电电力系统,其中,所述四个晶体管是绝缘栅型双极性晶体管IGBT。
4. 根据权利要求1所述的介质阻挡放电电力系统,所述系统还包括变压器,所述变压器将来自所述谐振槽的信号升压,用于为所述至少一个介质阻挡放电电池供电。
5. 根据权利要求1所述的介质阻挡放电电力系统,其中,所述切换频率在20kHz至40kHz的范围内。
6. 根据权利要求1所述的介质阻挡放电电力系统,其中,所述切换频率被构造成比所述谐振槽的谐振频率高。
7. 根据权利要求1所述的介质阻挡放电电力系统,其中,所述反馈信号包括从所述逆变器级的输出端处的电流传感器接收的测得的电流信号。
8. 根据权利要求7所述的介质阻挡放电电力系统,其中,在所有负载状况期间,将所述测得的电流信号与电流设置点值进行比较,并且比较的误差值致使所述第一信号调节所述切换频率的占空比,以执行PWM直到所述测得的电流达到所述电流设置点值为止,所述比较的误差值还致使所述第二信号调节所述时钟频率时间常数来改变所述时钟频率时间常数,以执行FM;并且
所述控制电路被构造成使得赋予用于控制功率的PWM和FM的权重随着所述介质阻挡放电电力系统从满负载状况向着轻负载状况操作而变化。
9. 根据权利要求7所述的介质阻挡放电电力系统,其中,所述控制电路包括用于产生所述第一信号和所述第二信号的电流控制回路,所述电流控制回路使用在所述逆变器级的输出端处感测的所述测得的电流信号和电流设置点值。
10. 根据权利要求9所述的介质阻挡放电电力系统,其中,所述电流控制回路包括:
误差放大器补偿器,其接收所述测得的电流信号和所述电流设置点值并且输出所述第一信号;以及
反相放大器,其接收所述第一信号并且输出所述第二信号。
11. 根据权利要求9所述的介质阻挡放电电力系统,其中,所述电流控制回路包括:

误差放大器补偿器,其接收所述测得的电流信号和所述电流设置点值并且输出所述第一信号;以及

反相放大器,其接收所述第一信号并且输出所述第二信号。

12. 根据权利要求9所述的介质阻挡放电电力系统,其中,所述反馈信号还包括输入功率信号,所述输入功率信号是供应到所述逆变器级的测得的DC总线电压和供应到所述逆变器级的测得的DC总线电流的乘积;

其中,所述电流控制回路包括:

误差放大器补偿器,其接收所述测得的电流和所述电流设置点值并且输出所述第一信号;以及

反相放大器,其接收所述输入功率信号并且输出所述第二信号。

13. 根据权利要求9所述的介质阻挡放电电力系统,其中,所述反馈信号还包括输出功率信号,所述输出功率信号是测得的DC输出电压和测得的电流的乘积;

其中,所述电流控制回路包括:

误差放大器补偿器,其接收所述测得的电流和所述电流设置点值并且输出所述第一信号;以及

反相放大器,其接收所述输出功率信号并且输出所述第二信号。

14. 根据权利要求9所述的介质阻挡放电电力系统,所述系统还包括处理器,所述处理器被构造造成:

接收供应到所述逆变器级的DC总线电压和电流的测量值,所述DC总线电压和电流的测量值被调整并且一起相乘,以提供功率反馈信号;

将所述功率反馈信号加到功率设置点值;以及

使用所述功率反馈信号和所述功率设置点值执行数字误差补偿,以输出用于所述电流控制回路的电流设置点值。

15. 一种产生介质阻挡放电的方法,所述方法包括以下步骤:

提供逆变器级和谐振槽,用于为至少一个介质阻挡放电电池供电;以及

使用控制电路产生用于所述逆变器级的切换信号,所述切换信号包括用于软切换的相移,其中,产生所述切换信号的步骤包括:

执行对所述切换信号的切换频率的脉宽调制PWM,以将所述逆变器级的输出电流保持在电流设置点值;以及

与执行所述PWM并行地执行频率调制FM,在轻负载状况期间,所述FM增加所述切换信号的切换频率,以减小输出功率。

16. 根据权利要求15所述的方法,其中所述切换信号的频率在20kHz至40kHz的范围内。

17. 根据权利要求15所述的方法,其中,执行所述PWM的步骤包括:

提供用于产生用于栅驱动器的切换频率的PWM控制器,所述PWM控制器具有第一输入端和第二输入端,所述第一输入端被构造造成接收用于调节所述切换频率的占空比以执行PWM的第一信号,所述第二输入端被构造造成接收用于调节所述PWM控制器的时钟频率时间常数以执行FM的第二信号,

感测所述逆变器级的输出电流;

通过执行误差放大器补偿,将所述输出电流与电流设置点值进行比较;以及

使用所述误差放大器补偿作为所述第一信号。

18. 根据权利要求17所述的方法, 其中, 执行所述FM的步骤包括:

使用反相放大器将所述误差放大器补偿进行反相, 所述反相放大器输出所述第二信号。

19. 根据权利要求18所述的方法, 其中, 执行所述FM的步骤还包括: 调节所述反相放大器的增益。

20. 根据权利要求17所述的方法, 所述方法还包括以下步骤:

接收供应到所述逆变器级的DC总线电压的测量值和供应到所述逆变器级的DC总线电流的测量值, 所述DC总线电压和所述DC总线电流的测量值被调整并且一起相乘, 以得到功率反馈信号;

将所述功率信号加到功率设置点值; 以及

使用所述功率反馈信号和所述功率设置点值执行数字误差补偿, 以输出所述电流设置点值。

用于工业介质阻挡放电发生器应用的多功能零电压开关谐振 逆变器

背景技术

[0001] 臭氧被用于许多工业和半导体处理应用,例如包括清洁半导体晶圆和半导体处理设备的处理腔室;在半导体晶圆上制备绝缘膜;以及对水、食物和其它可消耗产品或工业产品进行消毒。

[0002] 产生臭氧的一种技术涉及介质阻挡放电(dielectric barrier discharge),在介质阻挡放电中,将高纯度氧气暴露于通过施加高压交流(AC)电力而产生的放电。放电将氧分子分解成其原子状态,从而允许氧气重组成臭氧(O₃)和氧气(O₂)的混合物。对于这种技术而言,臭氧浓度与臭氧产生系统的输出功率成正比。尽管增加输出功率使臭氧浓度增大,但对性能和可靠性的预期以及空间上的限制提供了经常相反的约束。

发明内容

[0003] 本文中描述了用于臭氧产生器和其它介质阻挡放电系统的电力系统和电力控制技术。

[0004] 根据某些实施方式,提供了电力系统,该电力系统具有:双谐振逆变器功率级,其使用并联谐振拓扑替代传统的硬切换拓扑;组合的脉宽调制(PWM)和频率调制(FM)控制方案,其用于甚至在轻负载下在任何操作下实现优异的动态范围和稳定性。

[0005] 根据一个实施方式的电力系统包括:逆变器级,其向谐振槽和变压器提供信号,变压器最终将高电压AC信号供应到一个或多个介质阻挡放电电池;反馈控制电路,其向逆变器级提供切换信号。逆变器级可以是借助反馈控制电路用相移零电压开关(ZVS)和与FM控制组合的PWM进行操作的全桥。

[0006] 根据本发明的一个方面,电力系统和电力控制技术能够增加输出功率,同时提供从低于通过满功率产生臭氧所需的输出功率进行操作的能力。在一个实施方式中,在20kHz至40kHz的范围内进行操作的系统的输出功率从5kW增大至10kW,同时提供在高达满功率的电力系统的最大输出的大约1%下操作的能力(注释:5kW系统的最大输出的5%臭氧浓度是~250W输出功率)。在特定实施方式中,均能够有5kW输出功率的两个动力系用于实现10kW输出功率。

[0007] 在本发明的另一方面中,在不增加之前系统的大小的情况下实现电力系统和电力控制技术。在一个实施方式中,相比于传统的非谐振电力转换器,电力系统被装配在更小的空间中。

[0008] 提供本发明内容是为了介绍简化形式的概念的选择,该简化形式的概念以下在具体实施方式中进一步描述。本发明内容不旨在标识要求保护的主题的关键特征或必要特征,也不旨在用于限制要求保护的主题的范围。

附图说明

[0009] 图1A是根据本发明实施方式的介质阻挡放电器的功率级的基本示图。

- [0010] 图1B示出根据本发明实施方式的软切换方案和导致的功率级输出的一组图线。
- [0011] 图2A是臭氧电池堆的等效电模型。
- [0012] 图2B是表示用于产生臭氧的介质阻挡放电电池,为了产生臭氧,可以通过本发明实施方式的电力系统供应高压交流电力信号。
- [0013] 图3是根据本发明实施方式的具有谐振逆变器功率级的单个动力系(power train)的示意图。
- [0014] 图4是根据本发明实施方式的介质阻挡放电器电力系统的框图。
- [0015] 图5A和图5B示出根据本发明第一实施方式的PWM和FM电流回路控制方案(图5A)和带有电力回路的系统电平控制方案(图5B)的基本框图。
- [0016] 图6A和图6B示出根据本发明某些实施方式的图5A中示出的PWM和FM电流回路控制方案的示意性示图。
- [0017] 图7示出根据本发明第二实施方式的PWM和FM电流回路控制方案的基本框图。
- [0018] 图8示出根据本发明第三实施方式的PWM和FM电流回路控制方案的基本框图。
- [0019] 图9示出根据本发明第四实施方式的PWM和FM电流回路控制方案的基本框图。
- [0020] 图10是根据本发明实施方式的带有PWM和FM控制的ZVS谐振逆变器电流回路的模拟示意图。
- [0021] 图11A至图11D示出在轻负载状况下目标ZVS谐振逆变器的实施方式的模拟图线和示波器波形。
- [0022] 图12A至图12D示出在满负载状况下目标ZVS谐振逆变器的实施方式的模拟图线和示波器波形。

具体实施方式

[0023] 本文中公开了能够改进包括臭氧发生器的介质阻挡放电器的控制和功率输出的技术和电路。

[0024] 根据本发明的实施方式,提供了一种电力系统和电力控制技术,其能够增大输出功率同时提供从低于产生臭氧所需的输出功率到满功率进行操作的能力。根据目标发明的特定实现方式,提供20-40kHz的电力系统频率范围以及低达10kW的~1%的带控制的10kW的输出功率。在特定实施方式中,使用均能够有5kW输出功率的两个动力系来实现10kW的输出功率。

[0025] 图1A示出根据本发明实施方式的介质阻挡放电器的功率级的基本示图。在图1A中示出的功率级中,四个开关121、122、123和124被布置为全桥,以通过由谐振电感器 L_r 105和臭氧电池堆110表示的并联谐振槽网络将进入的直流(DC)总线电压输入(V_{bus})转换成正弦波形。开关(121、122、123和124)可以是任何合适的开关,包括但不限于:双极性结型晶体管(BJT)、绝缘栅型双极性晶体管(IGBT);场效应晶体管(FET),场效应晶体管包括MOSFET(金属氧化物半导体场效应晶体管)和高电子迁移率晶体管(HEMT)。

[0026] 谐振槽(由电感器105单独提供或者与负载110的电容器111结合而提供)从全桥电源接收AC电压并且将受控振幅的高压正弦波形式的谐振的(或基本上谐振的)AC电压提供给介质阻挡放电电池110。可以包括变压器(在示图中未示出)来将信号升压至所需电平。可以通过将 V_{out} 表示为 V_{out}/N 来将变压器的效果包括在简化模型中,其中, N 是变压器的匝数

比。

[0027] 可以通过并联电容器111和电阻器112对介质阻挡放电器的电池(或负载)110进行建模。尽管电容器111被示出为电池110的部分,但除了该电池的固有电容之外,这个建模的电容器的电容可以包括单独的个体电容器。

[0028] 图2A示出在可以产生臭氧之前造成输出端所需的电压的臭氧电池堆的电路模型。特别地,当对产生臭氧的介质阻挡放电器电池进行建模时可以包括与电阻器212(被建模为图1A的电阻器112)串联的电压箝位器(voltage clamp)Do 213(在图1A的基本示图中未示出)。因为臭氧浓度与输出功率成正比,所以可以通过与电压箝位器213串联的电阻器212(另外参见例如图3中示出的电阻器312和电压箝位器313)对臭氧电池进行建模。在操作中,可以在输出电压达到比箝位器的电压大的某个电压之后产生臭氧,臭氧被建模为电阻器Ro 212处的功率耗散。如果输出电压小于箝位器的电压(Do),则Ro 212不能导通电流来允许功率耗散并且没有产生臭氧浓度。

[0029] 输出电容Co(被建模为图1A的电容器111)可以被设为 $C_o = C_{d0} * C_{d1} / (C_{d0} + C_{d1})$,其中,Cd0是与串联的电压箝位器213和电阻器212并联的电容器211,Cd1是接地的电容器214。

[0030] 图2B提供了可使用本文描述的功率级构造提供其高压AC电力的一种类型的介质阻挡放电器电池的表示。如图2B中所示,电池200可以包括第一电极(未示出),在施加AC电力201时,第一电极产生从第一介质阻挡膜203跨越间隙204向第二电极205的放电202。在第二电极205上可以设置可选的第二介质阻挡膜(未示出)。可以使用水将电荷从第二电极205带到地。在特定实施方式中,第一介质阻挡膜203由氧化铝(Al_2O_3)形成并且第二电极205由钨形成。

[0031] 对于臭氧产生应用,通过跨越间隙的放电使穿过间隙的氧气(O_2)分解成原子氧,从而使原子氧能够重组成臭氧(O_3)和氧气(O_2)的混合物。

[0032] 图3是根据本发明的实施方式的具有谐振逆变器功率级的单个动力系的示意图。该动力系整合有介质阻挡放电电池的电路模型,可以使用该模型对根据本发明的实施方式的臭氧发生器进行建模。如图3中所示,使用IGBT(321、322、323和324)实现功率级逆变器320的开关,这些IGBT被布置成全桥并且通过并联谐振槽网络(经由谐振槽330、变压器340和臭氧电池堆310)将输入的DC总线电压输入(Vbus)转换成正弦波形。尽管针对图3中示出的实施方式示出和描述了IGBT,但应该理解,实施方式不限于此并且可以使用其它合适的晶体管类型。

[0033] 谐振槽330可以包括:隔直流电容器Cb331,其用于保护功率级330的全桥IGBT和高压变压器340免于由于驱动器电路中的不对称而失效;谐振电感器Lr 325(其可以包括变压器漏电感);高压升压变压器Xfm 340(具有磁化电感Lm 341);臭氧负载电池堆310(具有电容Co 311、阻抗Ro 312和箝位电压Do 313)。采用5kW的单个动力系,在满输出负载操作下在切换频率(fsw)是30kHz左右时变压器输出电压可以升压至大约8kV峰峰值。谐振槽的频率

fres可以被设为 $f_{res} = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_r * C_o * N^2}}$, 其中,N是变压器匝数比。其中,Cb>>Co*N²,Lm>

>Lr,品质因子Q大于1并且被定义为 $Q = \frac{R_o}{N^2 \sqrt{L_r / (C_o * N^2)}}$, 那么图1A中示出的简化是有

效的。在某些实施方式中,为了禁止谐振槽的电流再循环(能量损失), Q 被选定为小于3。应该理解,该模型的组件被理想化(对于第一级而言),同时忽略了高次谐波(对于基谐波而言)以简化分析。

[0034] 尽管在附图中未示出,但出于包括但不限于优化或提高组件性能的目的,可以在介质阻挡放电电力系统中包括额外的电路。例如,在功率级谐振槽的电路内,组件的容差会有变化,这样可以按降低功率级性能的方式影响 f_{res} 。因此,在一些实施方式中,可以包括调谐电路,该调谐电路通过沿着从比谐振频率 f_{res} 略高的频率($\sim 40\text{kHz}$)开始的逆变器输出谐振槽的曲线跟踪进行操作。当达到所需的输入功率时,跟踪停止。这种类型的电路可以被称为峰值功率点搜索电路。使用该电路来确保功率级的个体逆变器产生最大输出功率。在美国专利申请公开No. 2007/0108040中描述了这种电路的示例性实施方式,该专利申请公开的全文特此以引用方式并入。这种自动自调谐设计在应对逆变器功率级的组件容差;切换频率变化;温度变化;臭氧电池堆老化方面提供了若干优点。

[0035] 再参照图1A,控制信号A驱动第一开关121,控制信号B驱动第二开关122,控制信号C驱动第三开关123,控制信号D驱动第四开关124。在操作中,使用控制信号A和D针对正弦波形的较低轨分别导通第一开关121和第四开关124并且使用控制信号B和C针对正弦波形的较高轨分别导通第二开关122和第三开关123。图1B中示出简化时序图,其示出根据本发明的实施方式的零电压开关(ZVS)切换方案和导致的输出响应。ZVS切换方案是软切换技术。软切换技术使用谐振技术在零电压时切换为导通并且在零电流时切换为截止。在这些器件中会出现微不足道的切换损耗。

[0036] 如图1B中所示,通过在控制信号中并入相移,可以使截止的所有开关造成的输出电压的振铃(ringing)减至最少。用于A控制信号和D控制信号以及B控制信号和C控制信号的相移量是系统的功能并且可以是用于禁止使用目标功率级的特定系统中出现振铃的任何合适的相移。

[0037] 根据本发明的各种实施方式,通过组合的脉宽调制(PWM)和频率调制(FM)控制方案,针对相移ZVS产生功率级控制信号A、B、C和D。

[0038] 图4示出根据本发明的实施方式的介质阻挡放电系统的框图。参照图4,为了向负载420供应高压AC电力,功率级410将DC总线电压 V_{DC} 转换成AC信号。在某些实施方式中,如图1A和/或图3中所示地布置功率级410和负载420的构造。通过形成反馈回路的一部分的控制电路430产生并且控制功率级控制信号A、B、C和D。控制电路430可以包括与FM控制组合的相移ZVS PWM。在某些实施方式中,用于功率级控制信号的信号发生器是相位调制和频率能变化的PWM芯片。当然,在一些实施方式中,可以使用任何能够控制相位、占空比和频率的电路或芯片,其中,可以通过通向电路或芯片的一个或更多个输入调节至少输出信号的占空比和频率。控制信号A、B、C和D的脉冲宽度受控制电路430的PWM反馈控制方案控制并且控制信号A、B、C和D的频率受控制电路430的FM反馈控制方案控制。根据本发明的某些实施方式,PWM和FM反馈控制方案被实现为电流回路控制方案,其中,在功率级的输出端感测输出电流并且将输出电流用于控制提供回功率级的信号的脉冲宽度和频率。

[0039] 根据一个实施方式,FM与PWM控制的结合对抗仅仅基于PWM的控制方案的轻负载硬切换。出现硬切换是因为在轻负载时逆变器输出电压的脉冲宽度大大减小。然后,这造成谐振电感器的电流也大大减小。因此,在谐振电感器中没有存储足够能量的情况下,半导体功

率器件可以不再维持软切换。

[0040] 在硬切换中,在每次导通时,存储在结型电容中的能量释放到晶体管中。因此,硬切换可以造成功率损耗、电压/电流尖峰和电磁干扰(EMI)问题。组合的PWM和FM控制方案连同本文描述的软切换拓扑一起减少了对额外冷却系统的需要。例如,如以上提到的,当只使用PWM控制切换信号时,在轻负载时会出现硬切换。相比之下,本发明的实施方式的组合的PWM和FM控制方案能够通过所有负载(满负载和轻负载)进行软切换。

[0041] “轻负载”状况取决于特定系统并且一般被理解为是满负载的大约5%。实际上,轻负载的特定百分比是仍然能够产生臭氧的百分比。如本公开中的示例所示出的,本发明的实施方式可以在不足满负载和功能的5%的情况下操作,即使此时没有正在产生臭氧。

[0042] 在操作中,目标组合的PWM和FM控制方案增加了轻负载时的频率,从而造成之前减小的脉冲宽度是可忽略的。在操作期间,PWM和FM控制方案并行运行,但在负载状况改变的情况下赋予PWM和FM的权重发生变化。这导致动态范围性能提高。例如,在正常操作(包括满负载)时,使用占空比控制臭氧输出功率;然而,对于较轻负载,通过增大切换频率进一步减小功率。另外,在某些实施方式中因为电力系统功率级被构造成进行软切换(例如,通过零电压开关)以降至最大输出功率的百分之零,所以可以提高电力系统的可靠性。

[0043] 图5A示出根据一个实施方式的电流回路控制方案的框图。该框图提供了用于完整的电流回路控制方案的各个体增益的传递函数块。这些传递函数块包括前置放大增益块501、电流回路补偿增益块502、PWM增益块503、FM增益块504、谐振槽&负载增益块505和反馈增益块506。

[0044] 根据一个实施方式,电流回路中的各个体增益块的等式可以表达如下:

[0045] “前置放大增益块:”

[0046] $G_{pre}(s) = G_{preDC} * 1 / (s / 2 * \pi * f_{pa} + 1)$

[0047] 电流回路“补偿器增益块:”

[0048] $G_{comp}(s) = G_{compDC} * (s + 2 * \pi * f_z) / [s * (s / 2 * \pi * f_{p\beta} + 1)]$

[0049] “谐振槽和负载增益块:”

[0050] $H(s) * G_{out}(s) = G_{pwr}(s)$ 。

[0051] 例如, $G_{pwr}(s) = \omega_o^2 / [s^2 + (1/Q) * \omega_o * s + \omega_o^2]$,

[0052] 其中, $\omega_o = 1 / \sqrt{L_r * C_o * N^2}$ 。

[0053] 电流“反馈增益块:”

[0054] $G_{fbk}(s) = G_{fbkDC} * 1 / (s / 2 * \pi * f_{px} + 1)$ 。

[0055] 对于PWM增益块和FM增益块, $K_{pwm} \neq K_{fm} = \text{常数}$ 。

[0056] 参照图5A,电流设置点(Iset)被设为某个值。在某些实施方式中,这可以使用处理器来实现(参见以下相对于图5B进行的描述)。另外,从逆变器功率级(参见图4的410,并且如图5A中所示,包括谐振槽&负载增益块505)输出的实际电流(Iout)可以由电流传感器进行测量并且通过反馈增益块506输入到反馈回路。Iset(可以经由具有对应的前置放大增益块501的前置放大级放大)和从反馈增益块506输出的电流(Ifbk)在具有代表性增益块502的电流回路补偿器处被相加。然后,相移PWM和FM控制器电路或芯片(具有对应的PWM增益块503和FM增益块504)使用这个增益级的输出来产生功率级的栅驱动器(参见图6A和图6B)的

切换频率 (F_{sw})。反馈回路按照将输出电流保持在等于 I_{set} 值的水平的方式来工作。

[0057] 在轻负载的情况下,使用电流回路补偿器增益块503的输出来改变PWM芯片的时钟的频率时间常数,这样允许出现频率调制,因为 F_{sw} 与时间常数成反比。因此,当线上的功率下降时,频率调制控制降低频率,从而使功率能够保持在适当的水平。

[0058] 图5A中示出的电流回路示图出模拟控制方案。在诸如图5B中示出的另一个实施方式中,可以利用数字控制方案作为图5A中示出的模拟控制方案的替代或补充。图5B提供了具有用于ZVS谐振逆变器的控制方案的电力回路和内部电流回路的系统级示图。电流回路部分执行与相对于图5A描述的功能类似的功能。根据一个实施方式,电力回路使用数字控制方案,使用处理器实现电力回路。处理器可以是(但不限于)低成本微处理器 (μP) 或数字信号处理器 (DSP)。存储器可以被包括作为处理器的部分或者单独的组件。在操作中,处理器发布功率设置点 (P_{set})。另外,使用DC总线电压(图4的VDC或图1和图3中示出的Vbus)和DC总线电流(参见图1和图3中的Ibus)测量实际输入功率,用来自两个DC输入源 ($K_{vb}(s)$ 508a和 $K_{ib}(s)$ 508b) 的增益调整并且相乘在一起,用于输入功率增益块。调整的并且相乘的DC输入源的乘积得到功率反馈信号 (P_{fbk})。功率设置点 P_{set} 和功率反馈 P_{fbk} 被相加在一起,以馈入数字功率回路补偿器 (PID)。PID的输出是如相对于图5A描述的电流设置点 I_{set} 。

[0059] 如同图5A一样,图5B中示出的示图提供了用于完全功率回路(带有内部电流回路)控制方案的各个体增益的传递函数块。根据一个实施方式,电流回路中的各个体增益块的等式可以被表示为像相对于图5A设置的一样,用于功率回路的各个体增益块的等式可以表示如下:

[0060] ■ “数字功率回路补偿器增益块”

[0061] ■ $PID(z) = K_p + K_i / (1 - z^{-1}) + K_d * (1 - z^{-1})$,

[0062] 其中, $z = e^{s/F_{clk}}$; $F_{clk} = \mu P_Clock$ (来自处理器的时钟的频率)。对于输入功率增益块,功率反馈总线电压“Vbus”增益块可以表示为:

[0063] $K_{vb}(s) = K_{vbDC} * 1 / (s / 2 * \pi * f_p \phi + 1)$,

[0064] 功率反馈总线电流“Ibus”增益块可以表示为:

[0065] $K_{ib}(s) = K_{ibDC} * 1 / (s / 2 * \pi * f_p \phi + 1)$ 。

[0066] 应该理解,这些模型的组件被理想化(对于第一级而言),同时忽略了高次谐波(对于基谐波而言)以简化分析。

[0067] 在另一个实施方式中,作为控制输入功率(以及使用图5B中示出的功率回路)的替代,可以使用输出负载功率控制。例如,在逆变器级的输出端处感测的输出臭氧电压和逆变器电流可以用作控制回路的部分。因为臭氧电池表现为复数阻抗并且电流和电压都适度地高频,所以为了实时得到电流和电压的乘积,需要带宽、转换速率、采样时间和其它因素。

[0068] 在又一个实施方式中,可以基于臭氧浓度闭合图5B中示出的功率回路。例如,可以用浓度传感器测量臭氧电池中的臭氧浓度,可以使用浓度传感器的输出来闭合功率回路。

[0069] 图6A和图6B示出遵循相对于图5A描述的控制方案的两个示例电流回路电路实现方式。如图6A和图6B中所示,逆变器级的输出端处的电流由电流传感器601进行测量并且与 I_{set} 一起被馈入(作为 I_{fbk}) 电流回路误差放大补偿器602。在一个实施方式中,如图6A中所示, I_{set} 被作为输入提供到电流回路误差放大补偿器602的正输入端子, I_{fbk} 被作为输入提供到电流回路误差放大补偿器602的负输入端子。在另一个实施方式中,如图6B中所示,

I_{set} 和 I_{fbk} 被求和,使得 I_{set} 和 I_{fbk} 被提供到电流回路误差放大补偿器602的负输入端子。误差放大补偿器602的输出提供用于相移PWM控制器603的占空比命令并且还使PWM控制器603能够产生用于栅驱动器604的切换频率 F_{sw} 。切换频率可以是经反相放大器605调制的频率,反相放大器605接收误差放大补偿器602的输出并且将信号输出到PWM控制器603。反相放大器605的输出改变PWM时钟的频率时间常数,从而允许出现频率调制。

[0070] 栅驱动器604针对全桥逆变器级产生控制信号A、B、C和D,诸如相对于图1A至图1B(开关121、122、123、124)以及图3(功率级320的开关321、322、323、324)所述。

[0071] 与PWM控制器603连接的电容器 C_t 和电阻器 R_t 提供初始固定频率,由来自反相放大器605的电流补偿信号来调节该初始固定频率。在如图6A和图6B中所示的反相放大器构造中,可以使用运算放大器用于控制占空比(脉冲宽度)的信号的倍数(或分数)来调节用于控制频率调制的信号。在另外的实施方式中,可以通过使用可变增益放大器来变化用于FM控制的放大器增益。可以使用处理器发送的增益控制信号来控制该增益。在一个实施方式中,当满足系统中的某些条件时,可以使用存储在与处理器关联的存储器中的预设修改形式。在另一个实施方式中,可以包括用户接口来使用户能够控制增益调节。用户接口可以连接到处理器并且与处理器进行通信。另选地,或者另外地,用户接口可以包括借助电位计对电阻的手动调节(可以调节例如图6A的 R_4 和图6B的 R_4)。

[0072] 图7至图9示出根据本发明的一些实施方式的电流回路构造。例如,参照图7,根据第二实施方式的电流回路控制方案与图5A中示出的方案类似。然而,作为由相移PWM和FM控制器为产生功率级的栅驱动器(参见图6A和图6B的604)的切换频率(F_{sw})而正在使用的补偿器增益块702的输出的替代,FM增益块704级接受 I_{set} (其可以借助具有对应的前置放大增益块701的前置放大级进行放大)和从与电流回路补偿器并联的反馈增益块706输出的电流(I_{fbk})。

[0073] 对于图8中示出的实施方式,FM增益块804级使用用于控制频率的输入功率,替代如来自相对于图5A或图7描述的反馈增益块806的 I_{set} 电流和反馈电流。例如,DC总线电压(图4的 V_{DC} 或图1和图3中示出的 V_{bus})和DC总线电流(参见图1和图3中的 I_{bus})用来自两个DC输入源($K_{vb}(s)$ 808a和 $K_{ib}(s)$ 808b)的增益调整并且在通过FM增益块804输入之前相乘在一起。

[0074] 对于图9中示出的实施方式,FM增益块904级使用用于控制频率的输出功率替代相对于图8描述的输入功率。

[0075] 在某些实施方式中,可以用图7至图9中示出的电流回路中的一个构造相对于图5B描述的功率回路部分。

[0076] 有利地,在某些实施方式中,可以在不需要额外电路或保护电容器的情况下满足适应电力线变化同时仍然保持电力的标准,所述额外电路或保护电容器占用空间并且会需要额外的冷却技术。特别地,通过使用频率调制控制,由于电力线上的负载导致的变化造成驱动开关的频率和保持线上的电力的能力的变化。目标组合的PWM和FM控制方案可以满足的标准的一个示例是SEMI F47标准“关于半导体加工设备电压骤降免除的规定”,其定义了电压骤降穿越能力(或阈值),即半导体加工中使用的工具、计量学、和自动化测试设备必须在没有中断的情况下进行操作。

[0077] 可以在不增加之前的系统大小的情况下实现目标电力系统和电力控制技术的实

施方式。在各种实施方式中,相比于传统的非本地功率转换器,电力系统可以装配到更紧凑的空间同时提供相等或更大的输出功率和控制。

[0078] 通过以例示方式提供的以下示例,可以更加理解本发明及其许多优点。以下示例是本发明的一些方法、应用、实施方式和变形的例示。它们当然不被视为是本发明的任一方式的限制。可以针对本发明进行众多改变和修改。

[0079] PSpice®电路模拟器工具(Cadence Design Systems公司的注册商标)用于模拟根据本发明的实施方式设计的介质阻挡放电器。

[0080] 在这些示例中,将双重的10kW的臭氧动力系(每动力系5kW)的PSpice®模拟与实验结果进行比较,以例示目标系统和方法的功能。图10示出根据本发明的一个实施方式的用于多功能ZVS谐振逆变器电流回路设计的PSpice®模拟的PSpice®示意图。该示意图遵循了与图6B中示出的实现方式类似的实现方式,其中,反馈电流和电流设置点 I_{set} 在被输入到补偿器之前被求和。另外,使用差分放大器测量电流,以避免共模噪声。使用相对于图1A描述的电感器(105)、电容器(111)和电阻器(112)构造模拟谐振槽和臭氧电池。

[0081] 对于模拟,输入 V_{bus} 电压从低压线变化至高压线(200–350VDC),通过使用处于0.5–3.0VDC(0.5%至110%的负载)使 I_{set} 变化。这两个状况覆盖了预期的操作范围。

[0082] 示例1-轻负载

[0083] 在图11A至图11C中示出轻负载时电流回路的模拟结果并且在图11D中示出轻负载时电流回路的实验结果。图11A示出 V_{bus} 被设置成350V,轻负载状况表明输出负载功率小于25W(相比于5kW系统的最大输出的5%臭氧浓度的~250W输出功率轻负载状况)。图11B示出逆变器级输出电压(V_{inv})和电流(I_{inv})的图线。图11C示出功率级输出电压(V_{out})和电流(I_{out})(即,正被供应到臭氧电池的电压和电流)的图线。图11D示出针对其中 $V_{bus}=300V$ 、 $I_{bus}=0.8A$ 、 $P_{in}=240W$ 的实验系统的逆变器级输出电压 V_{inv} 和电流 I_{inv} 的示波器波形。如图11C所示并且通过图11D中示出的波形确认的,PWM和FM控制的组合使得甚至在轻负载时也能够进行软切换。应该注意,模拟和测量结果波形的图线的比例是不一致的,因为模拟波形是处于0.5% I_{set} ,而由于制作臭氧的工艺限制,导致实验是处于~5% I_{set} 。

[0084] 示例2-满负载

[0085] 在图12A至图12C中示出满负载时电流回路的模拟结果并且在图12D中示出110%的满负载时电流回路的实验结果。图12A示出 V_{bus} 被设置成350V,满负载状况表明输出负载功率是大约5.5kW(单个级)。图12B示出逆变器级输出电压(V_{inv})和电流(I_{inv})的图线。图12C示出功率级输出电压(V_{out})和电流(I_{out})(即,正被供应到臭氧电池的电压和电流)的图线。图12D示出针对其中 $V_{bus}=300V$ 、 $I_{bus}=18.3A$ 、 $P_{in}=\sim 5.5kW$ 的实验系统的逆变器级输出电压 V_{inv} 和电流 I_{inv} 的示波器波形。如图12C所示并且通过图12D中示出的波形确认的,PWM和FM控制的组合使得能够进行软切换并且增加输出功率。

[0086] 在本说明书中对“一个实施方式”、“实施方式”、“示例性实施方式”、“第二实施方式”等的任何提及意指结合所提及的实施方式描述的特定特征、结构或特性被包括在本发明的至少一个实施方式中。在说明书的各种地方出现这类短语不一定都是指同一实施方式。另外,本文公开的任何本发明或本发明的实施方式的任何元件或限制可以与本文公开的任何其它发明或发明的实施方式的所有其它元件或限制(单独地或以任何组合地)结合,

并且想得到所有这种组合在本发明的范围内,而不限于此。

[0087] 应该理解,本文描述的示例和实施方式只是出于例示的目的,依据它们进行的各种修改或变化将被建议给本领域的技术人员并且将被包括在本申请的精神和范围内。

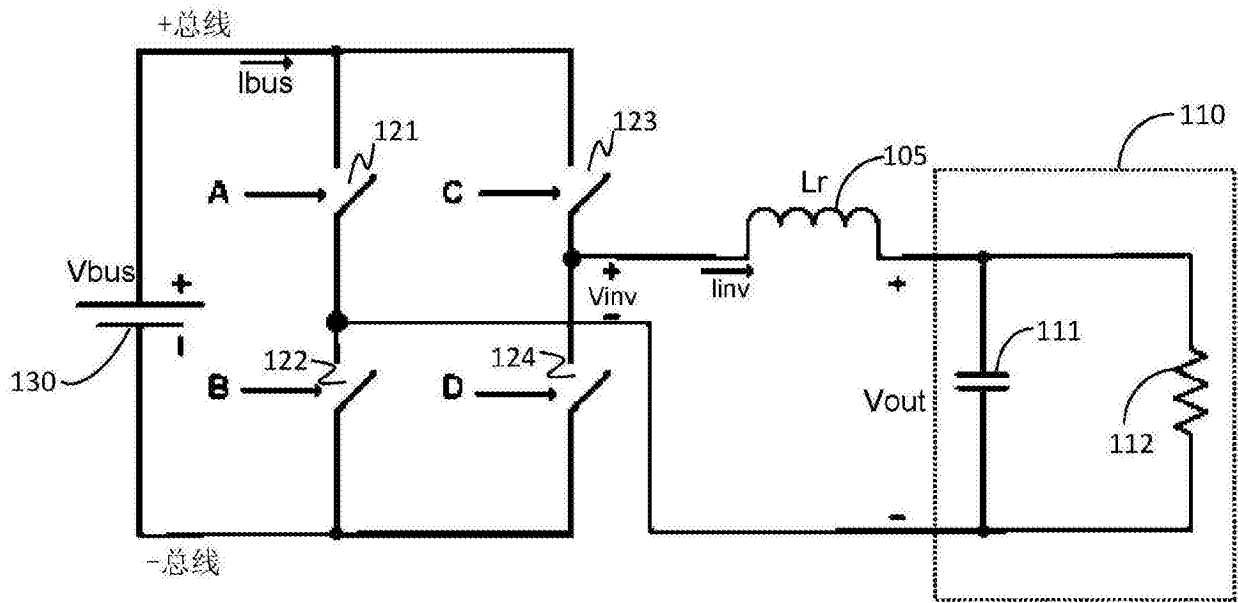


图1A

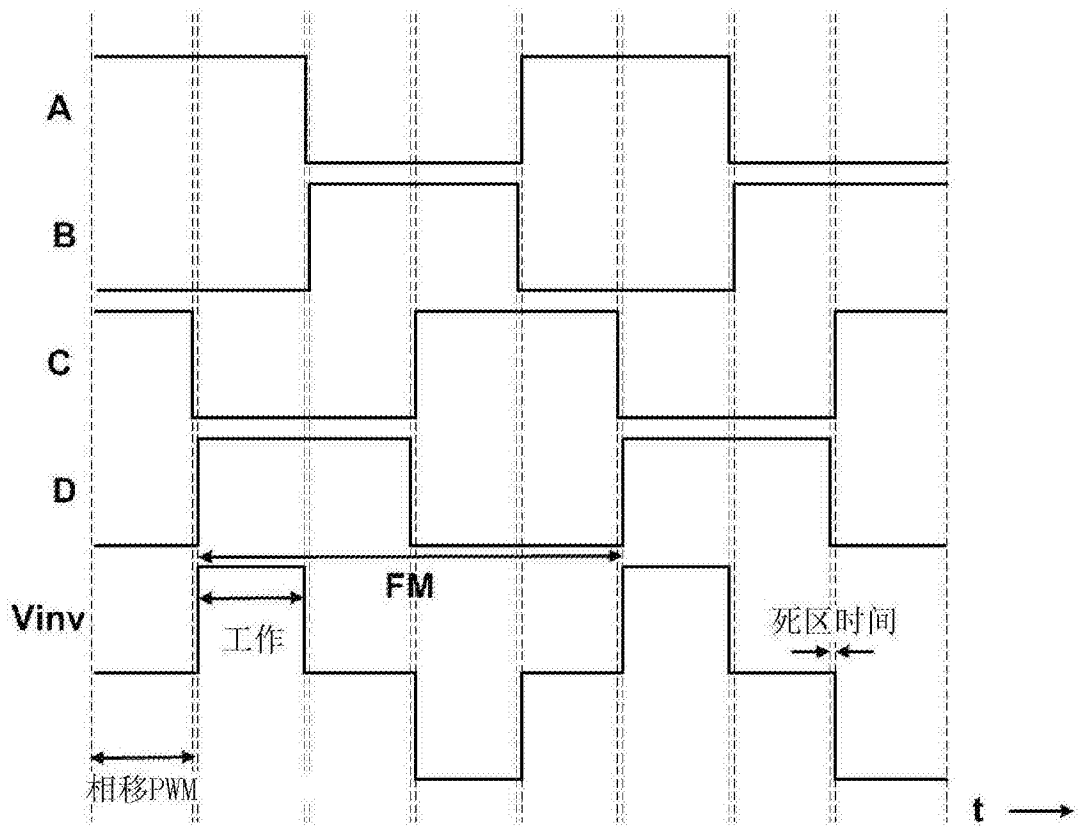


图1B

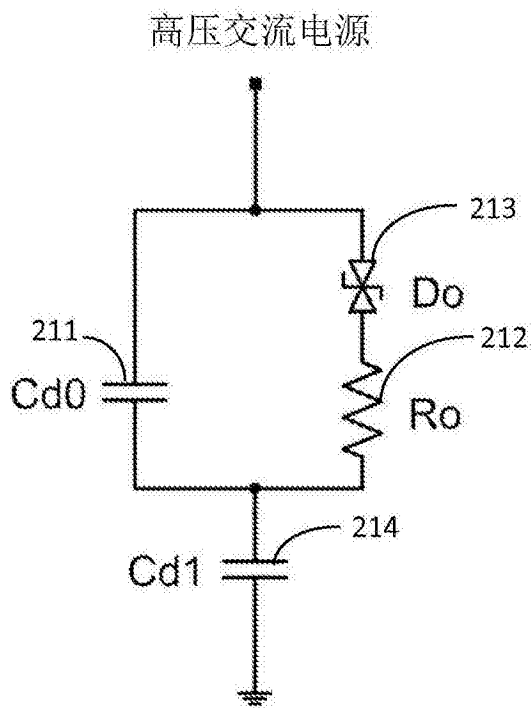


图2A

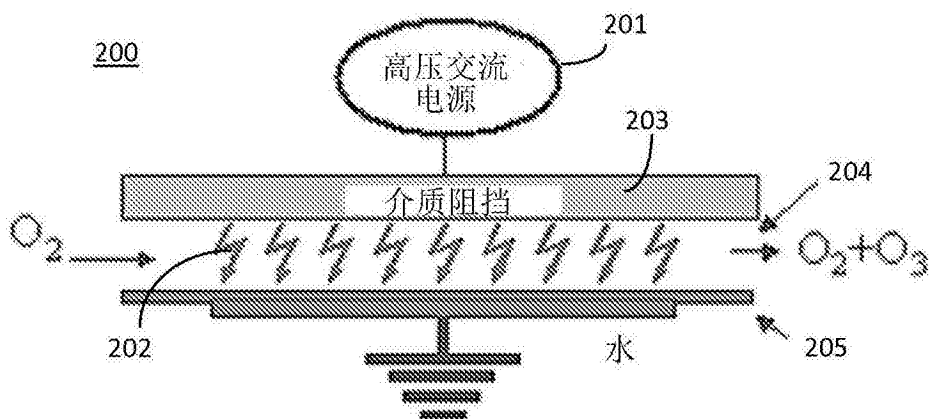


图2B

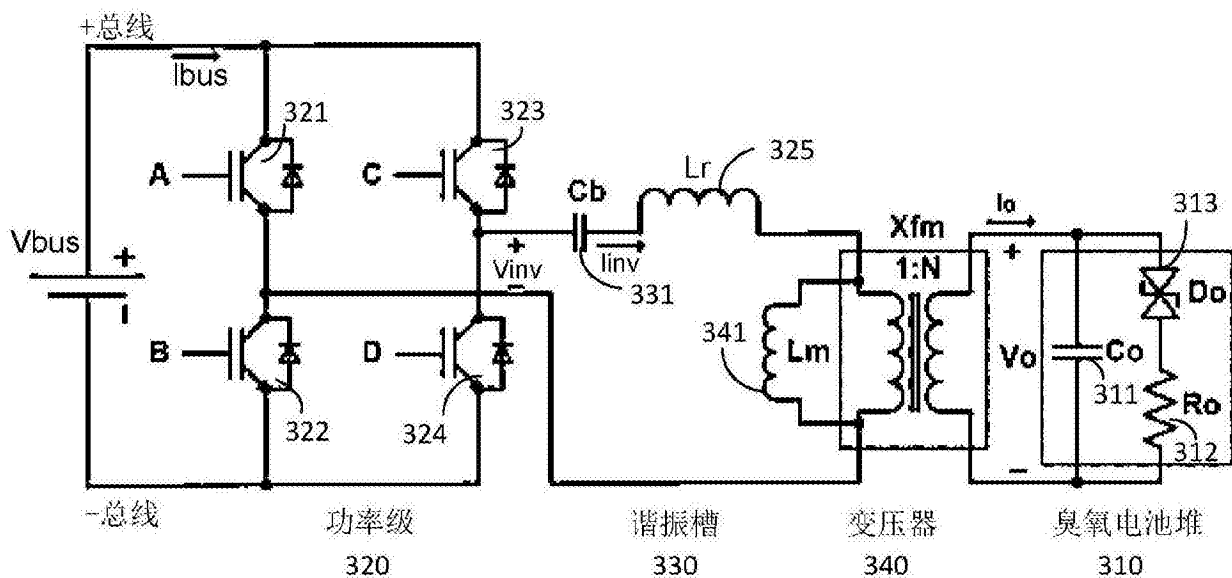


图3

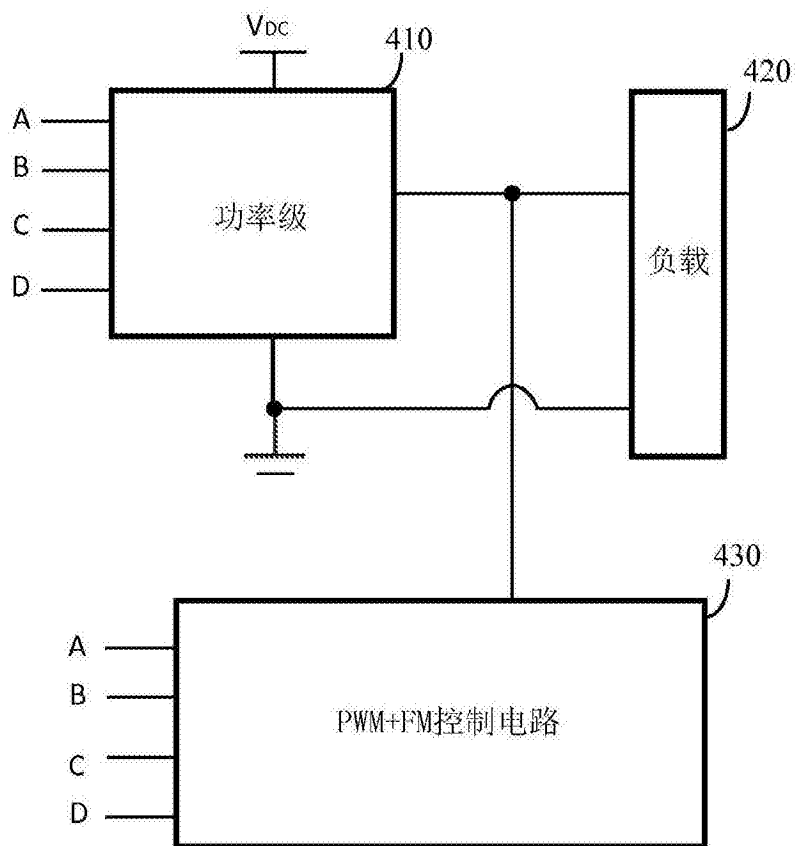


图4

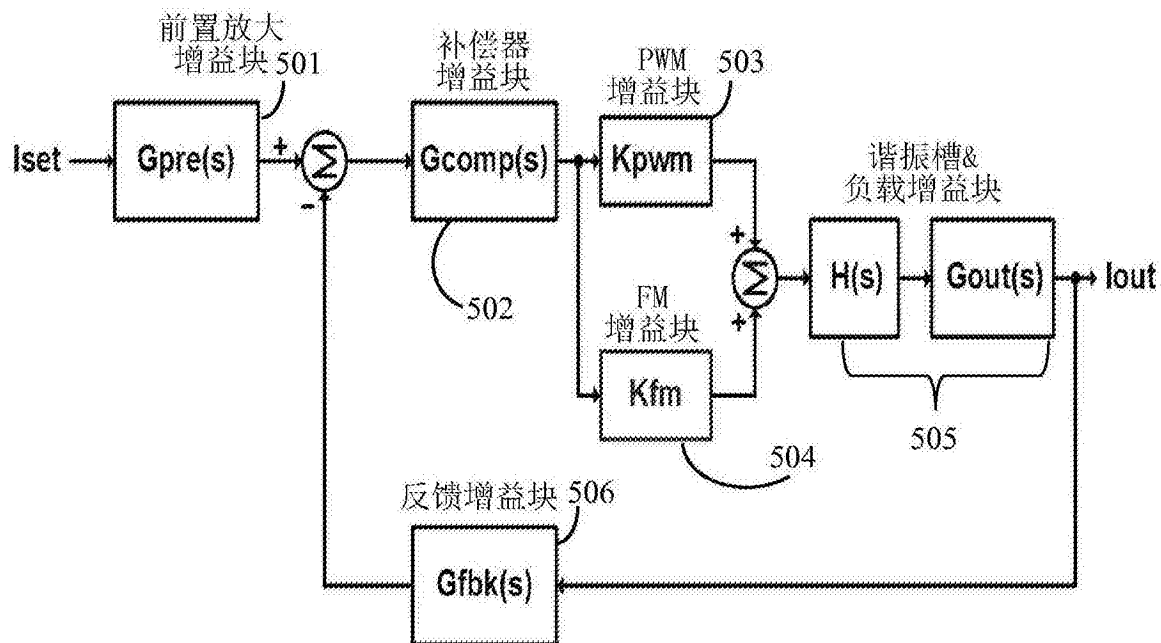


图5A

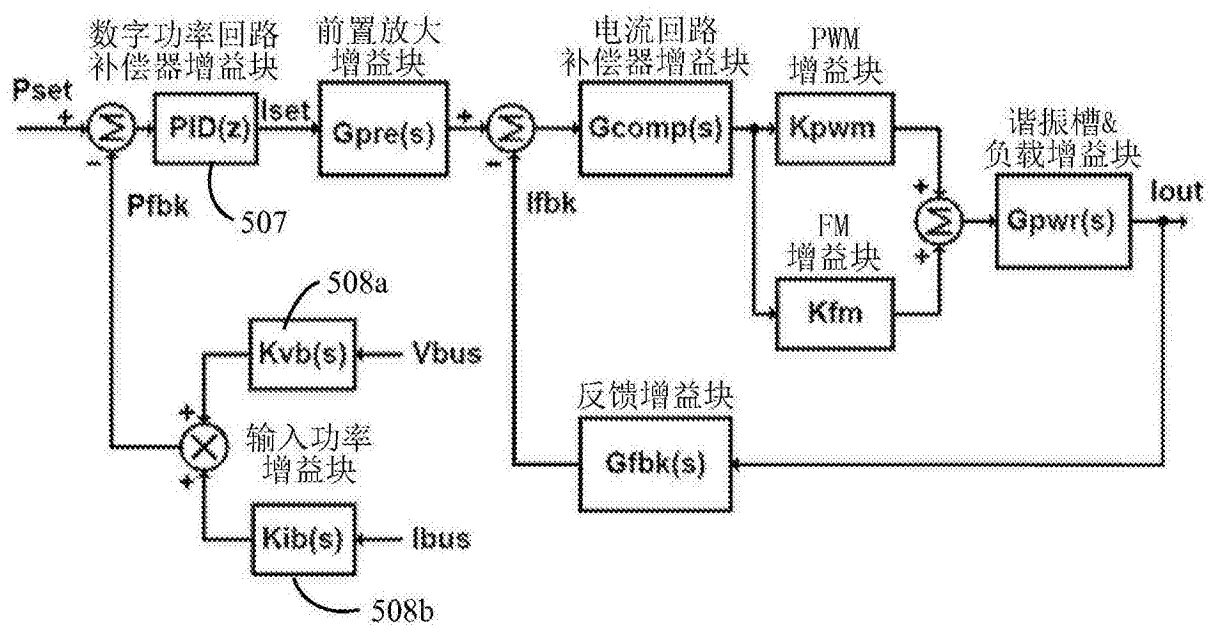


图5B

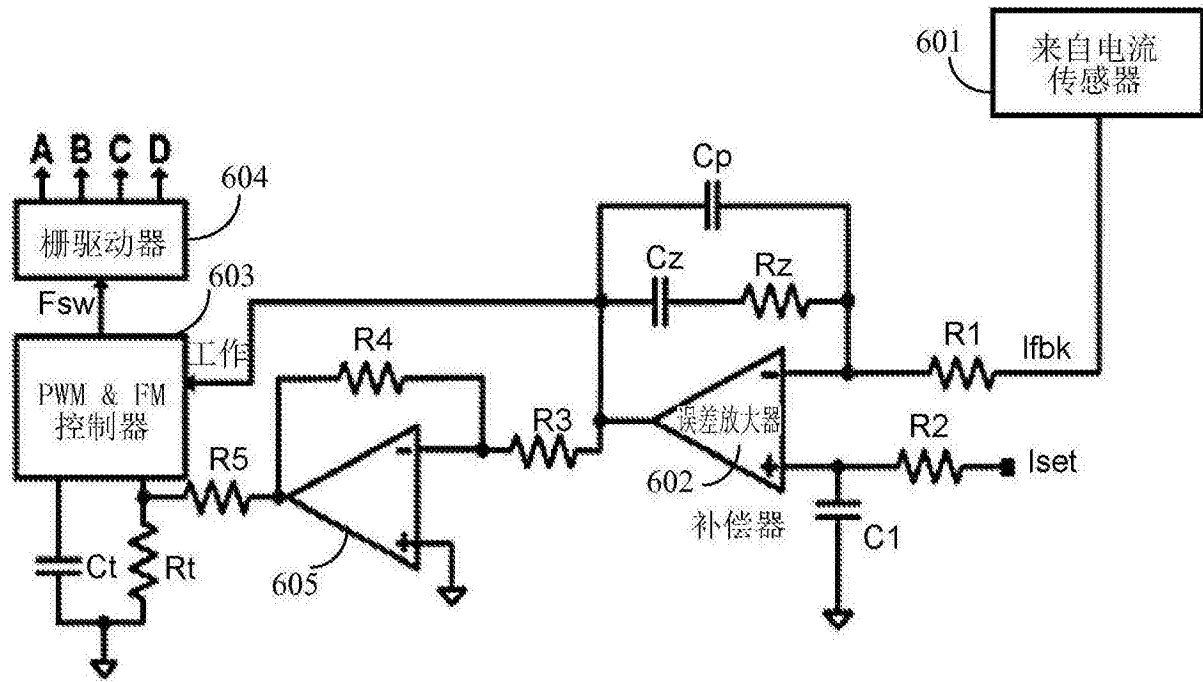


图6A

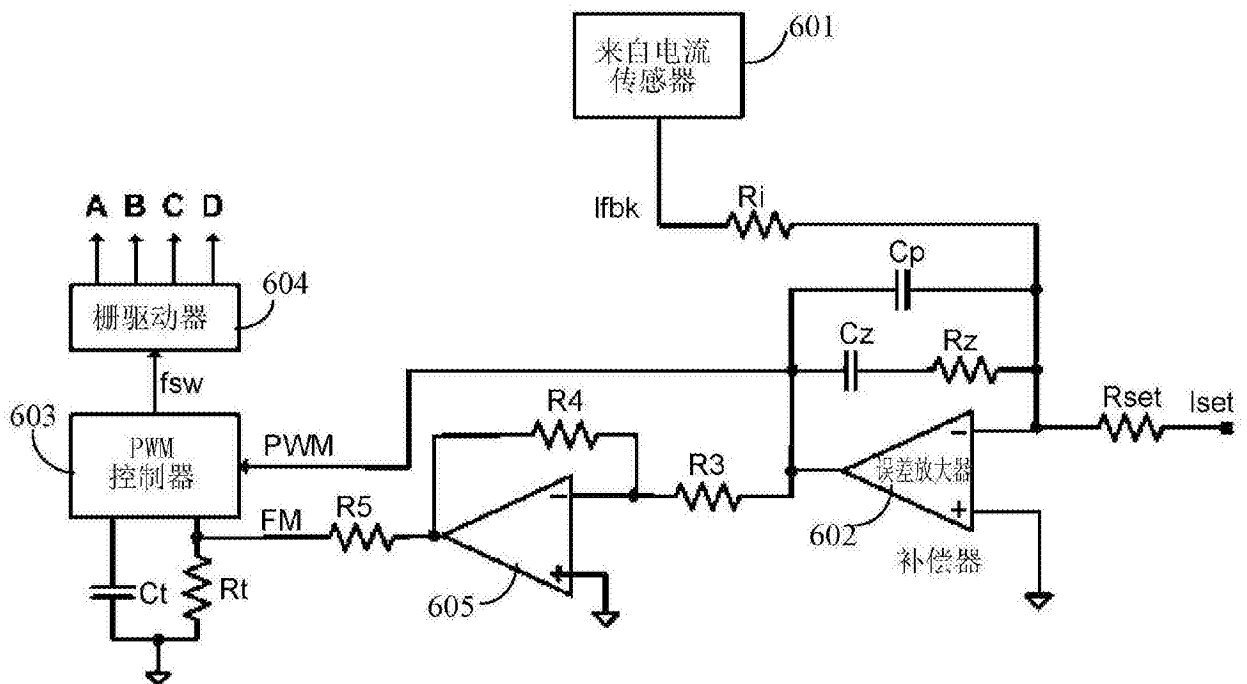


图6B

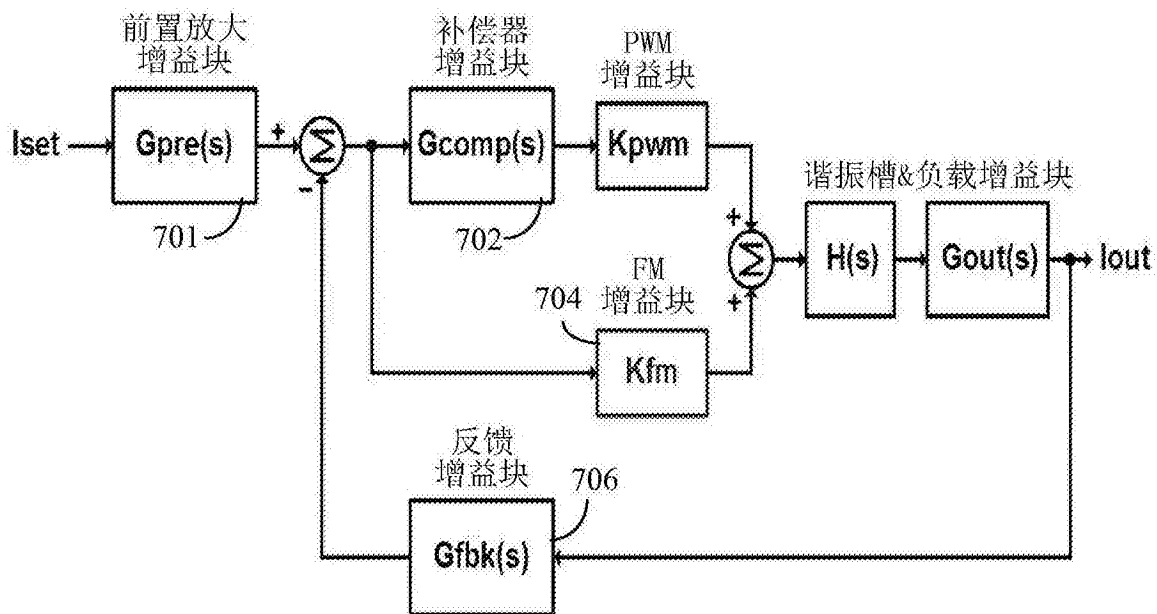


图7

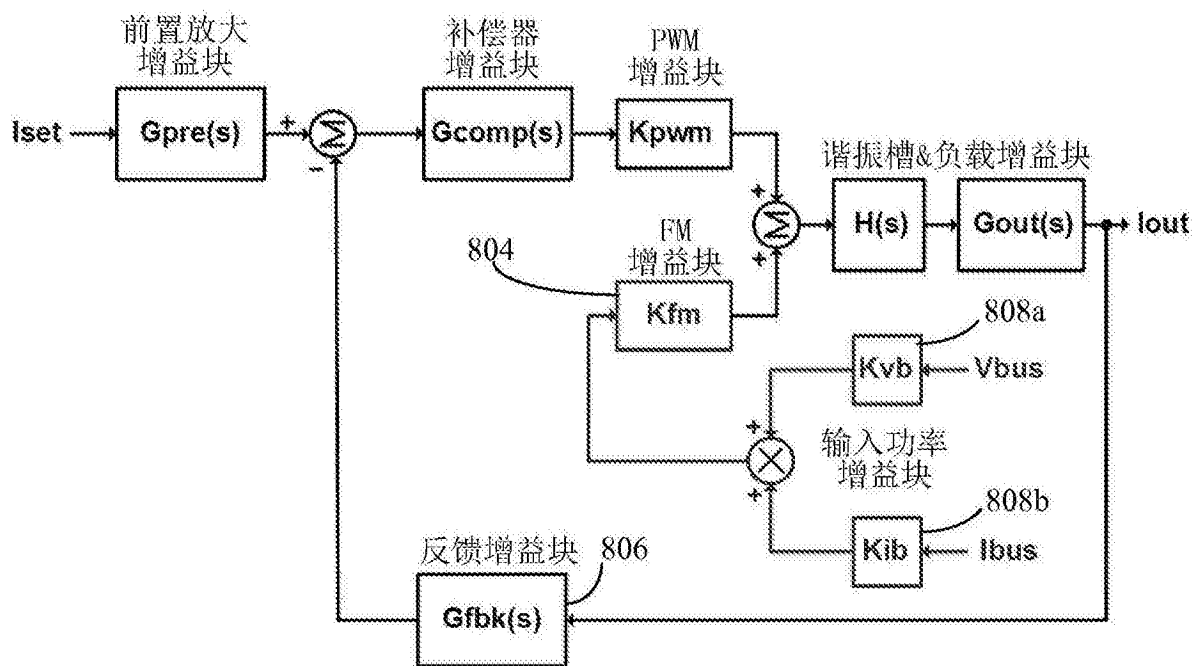


图8

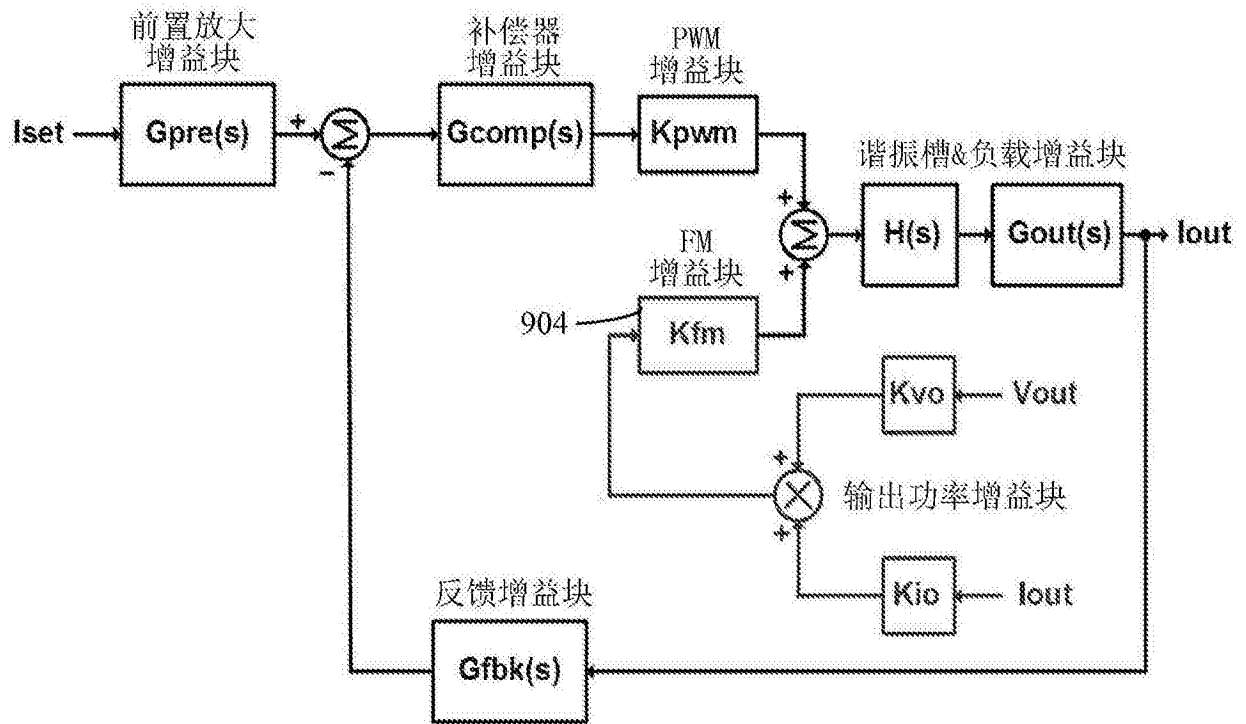


图9

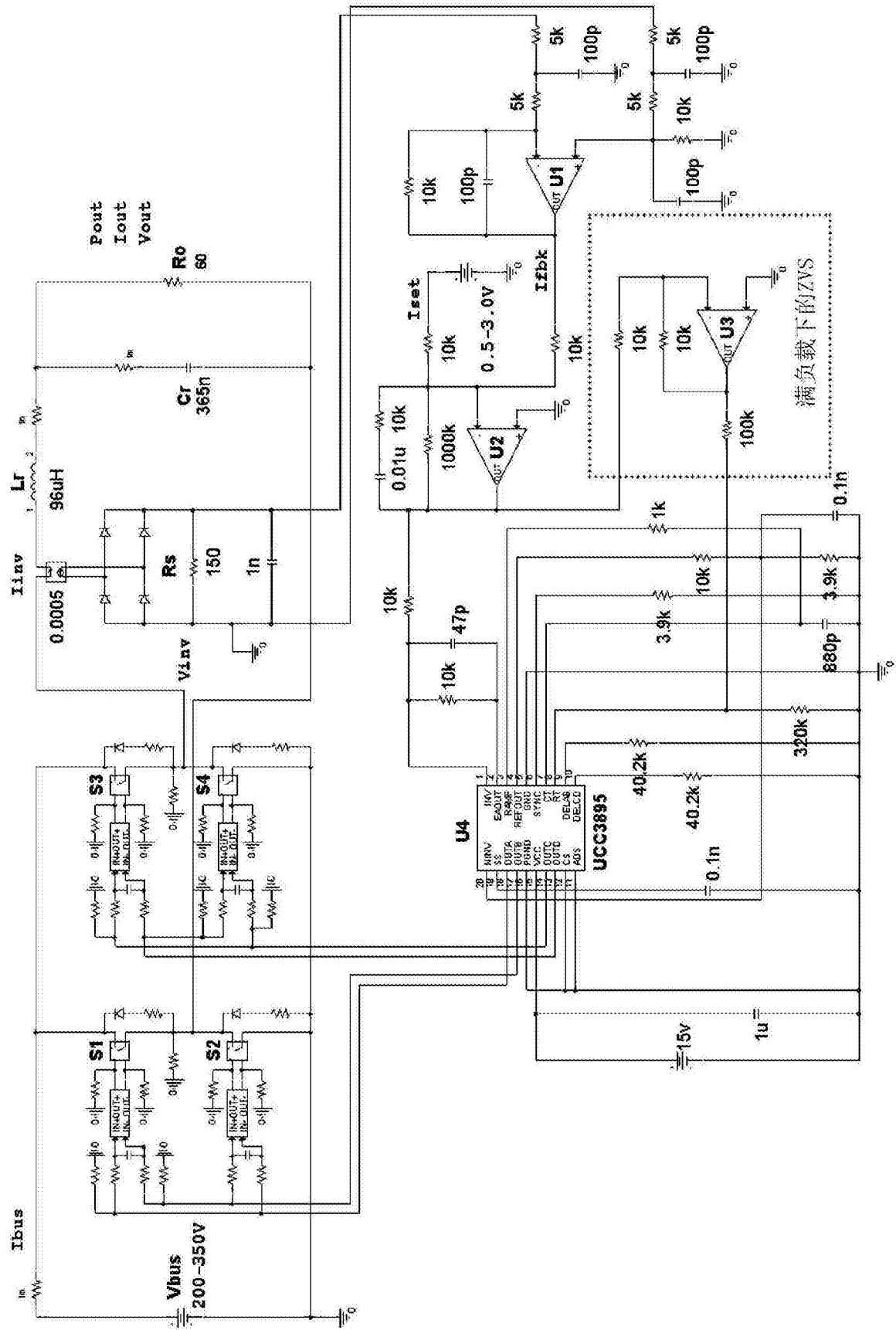


图10

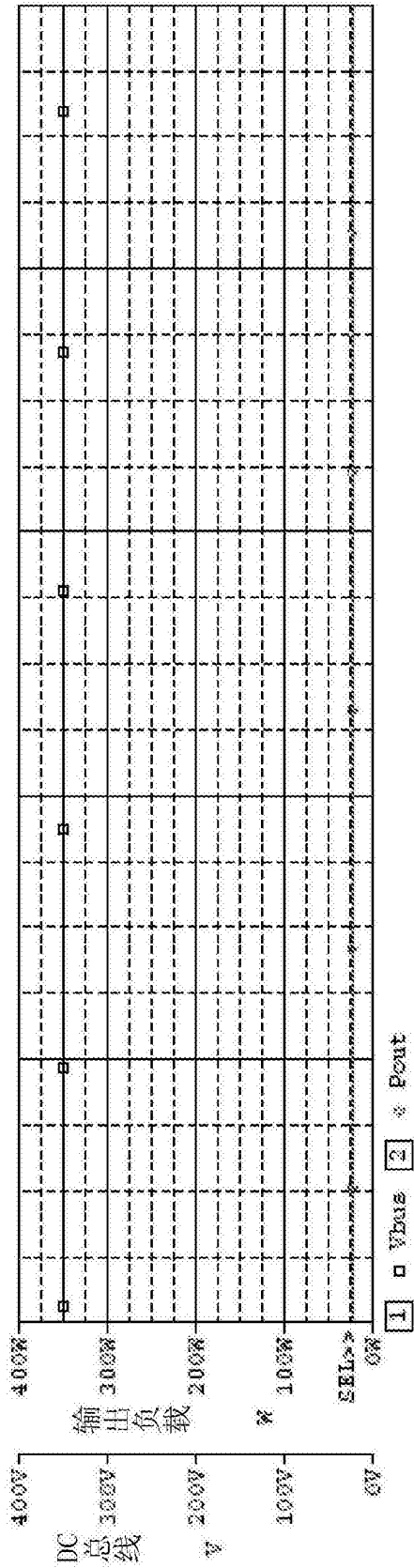


图11A

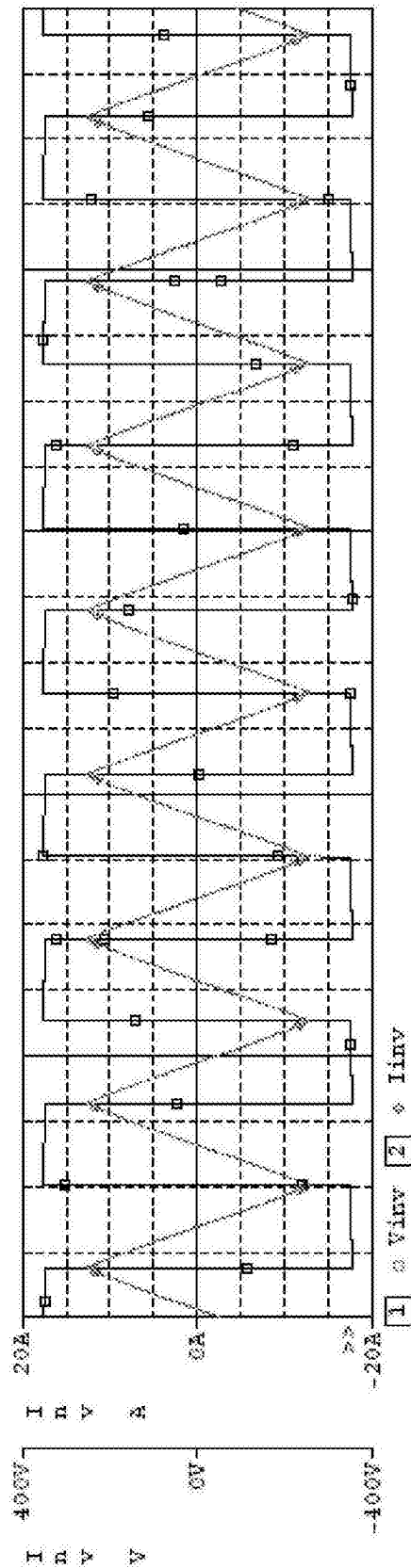


图11B

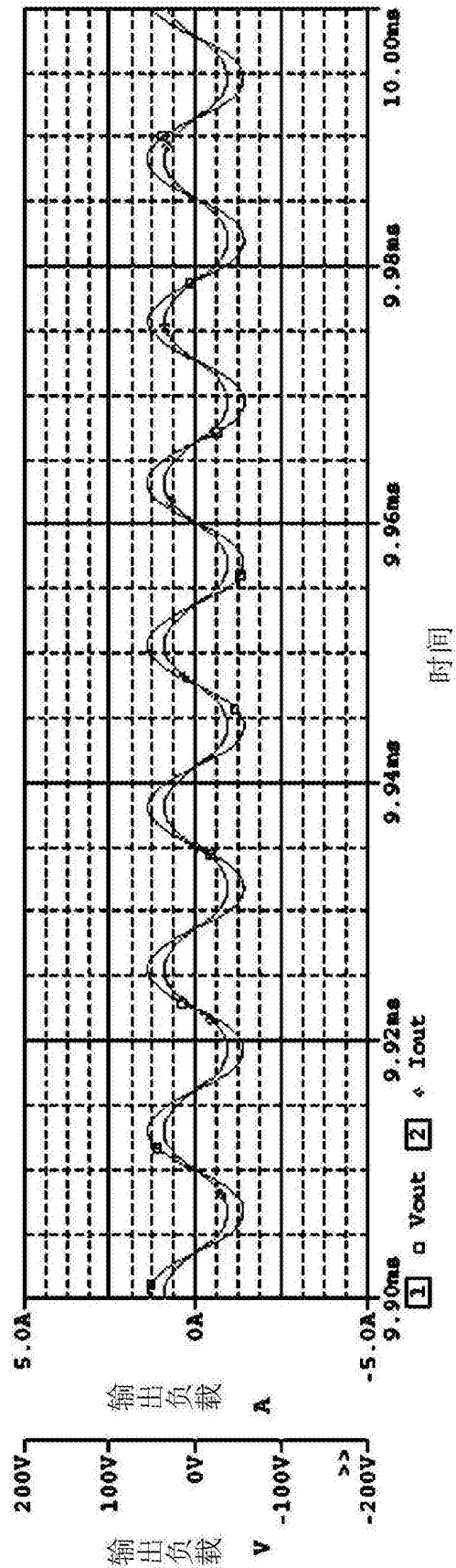


图11C

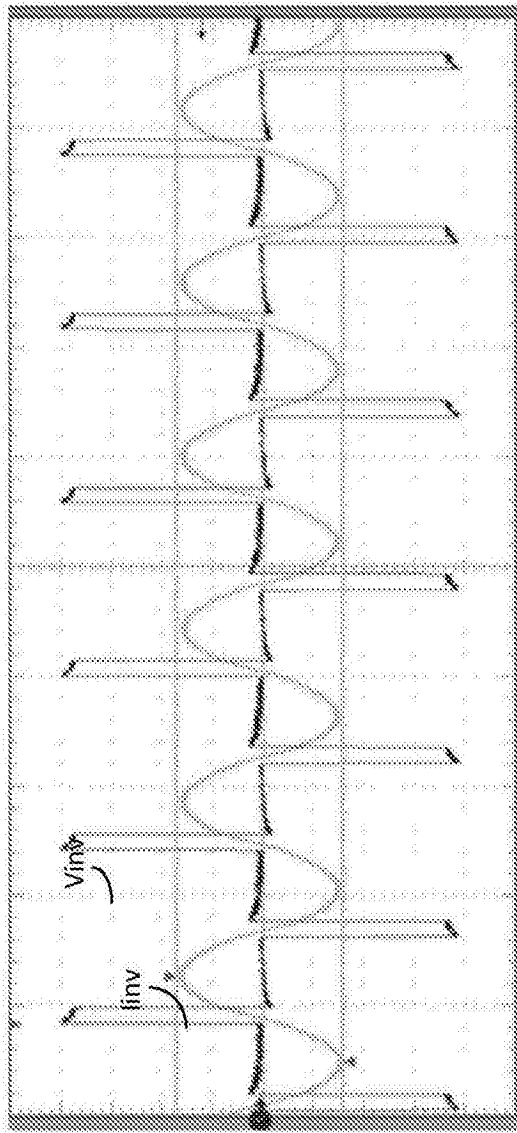


图11D

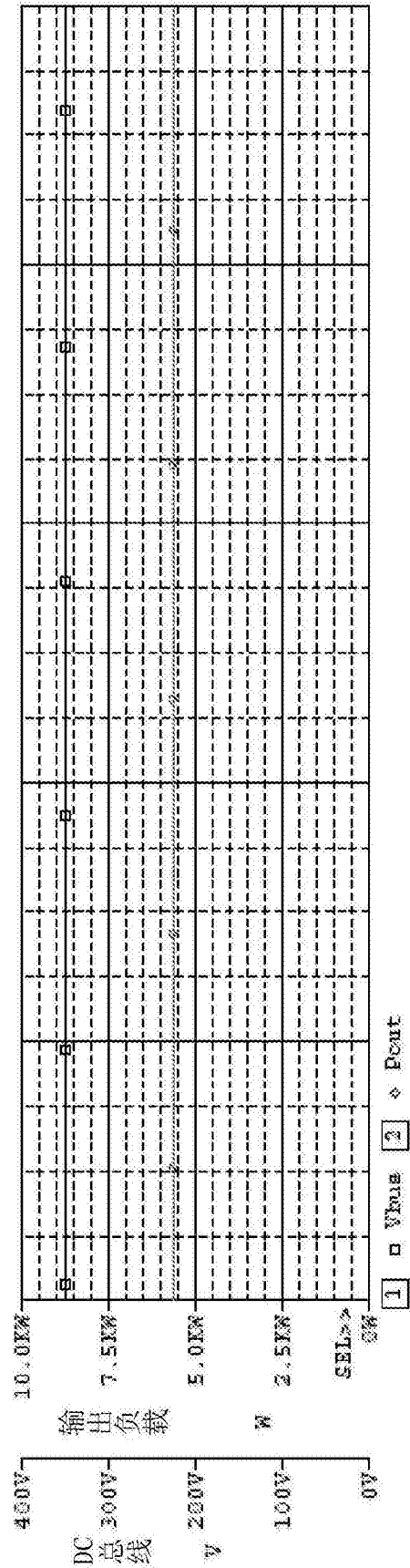


图12A

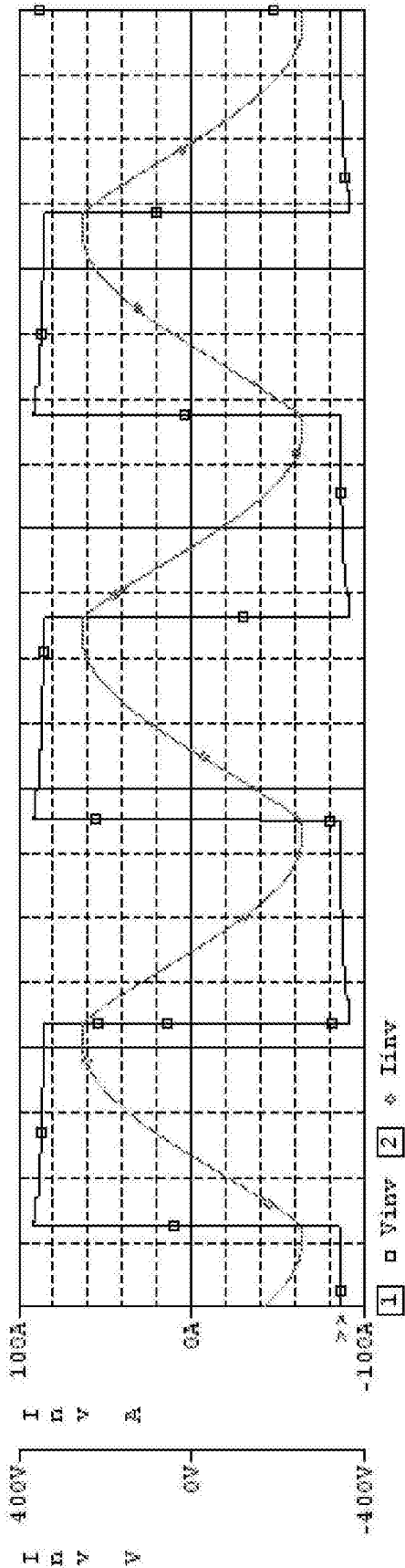


图12B

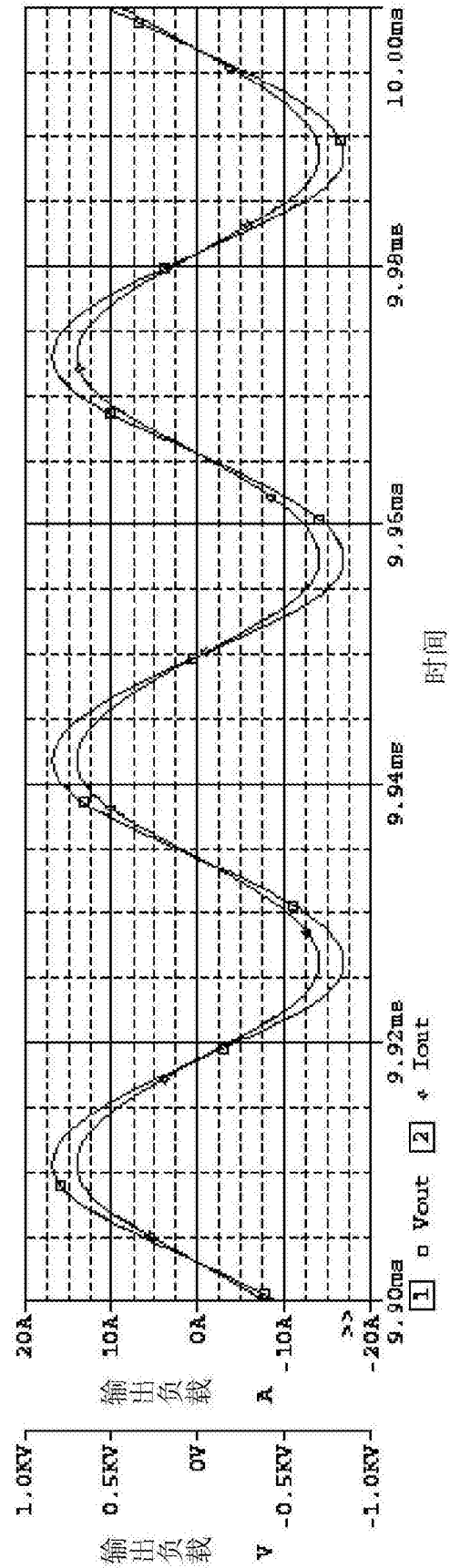


图12C

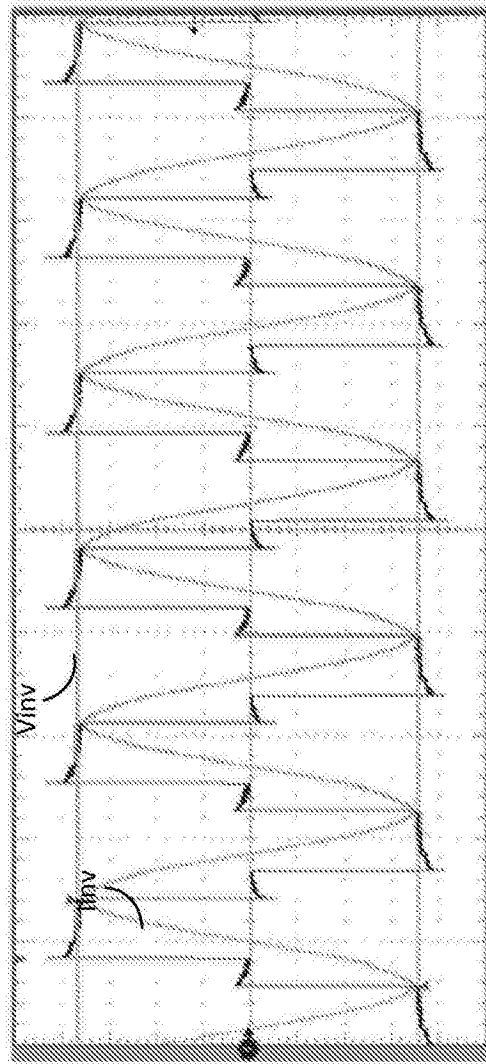


图12D