



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103650314 B

(45)授权公告日 2017.04.12

(21)申请号 201280022211.4

(22)申请日 2012.03.21

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 103650314 A

(43)申请公布日 2014.03.19

(30)优先权数据

13/069,251 2011.03.22 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2013.11.07

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/US2012/029996 2012.03.21

(87)PCT国际申请的公布数据

W02012/129337 EN 2012.09.27

(73)专利权人 莱迪尔利恩技术股份有限公司

地址 美国加利福尼亚

(72)发明人 R·卡萨彦

(74)专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所 11038

代理人 马景辉

(51)Int.Cl.

H02M 3/335(2006.01)

(56)对比文件

CN 101170277 A, 2008.04.30, 说明书第5-9页和图1-图4.

审查员 颜汇

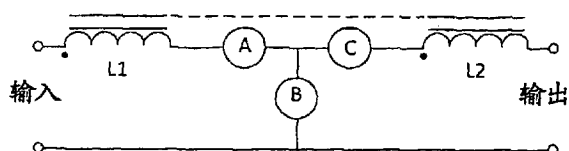
权利要求书2页 说明书8页 附图8页

(54)发明名称

通过宽电压波动的高效DC到DC转换的装置和方法

(57)摘要

一种DC到DC转换器,包括耦合到一个共用磁芯的两个或更多个电感以及两个或更多个有源开关,其中至少一个有源开关在输入电流路径中。控制器操作该两个或更多个有源开关,从而使得DC输入通过该两个或更多个电感中的一个或多个被驱动,以实现功率转换操作。



1. 一种DC到DC转换器,包括:

两个或更多个电感,耦合到一个共用磁芯;

两个或更多个有源开关,其中至少一个有源开关在输入电流路径中;以及

控制器,操作所述两个或更多个有源开关,从而使得DC输入通过所述两个或更多个电感中的一个或多个被驱动,使得所述共用磁芯上的有效的电感的总数基于两个或更多个有源开关的状态的改变而改变,以基于传输比和模式变化来实现功率转换操作;

其中所述DC到DC转换器具有输入节点和输出节点,把所述DC输入从所述输入节点沿着没有电容的路径驱动到所述输出节点。

2. 根据权利要求1所述的DC到DC转换器,其中功率转换操作为升压操作。

3. 根据权利要求1所述的DC到DC转换器,其中功率转换操作为降压操作。

4. 根据权利要求1所述的DC到DC转换器,其中功率转换操作为反激操作。

5. 根据权利要求1所述的DC到DC转换器,进一步包括无源开关。

6. 根据权利要求1所述的DC到DC转换器,其中在输入电流路径中的所述有源开关监控输入负载特性。

7. 根据权利要求1所述的DC到DC转换器,其中至少一个有源开关监控输出负载特性。

8. 根据权利要求1所述的DC到DC转换器,其中在输入电流路径中的所述有源开关比其余的有源开关大。

9. 根据权利要求1所述的DC到DC转换器,进一步包括位于所述输出节点的陶瓷电容。

10. 根据权利要求1所述的DC到DC转换器,其中控制器仅采用25%或更大的占空因数。

11. 一种DC到DC转换器,包括:

两个或更多个电感,耦合到一个共用磁芯;

二到四个有源开关,其中至少一个有源开关在输入电流路径中;以及

控制器,操作所述二到四个有源开关,从而使得DC输入通过所述两个或更多个电感中的一个或多个被驱动,以基于传输比和模式变化来实施降压、升压和反激功率转换操作,

其中所述DC到DC转换器具有输入节点和输出节点,把所述DC输入从所述输入节点沿着没有电容的路径驱动到所述输出节点。

12. 根据权利要求11所述的DC到DC转换器,进一步包括无源开关。

13. 根据权利要求11所述的DC到DC转换器,其中在输入电流路径中的所述有源开关监控输入负载特性。

14. 根据权利要求11所述的DC到DC转换器,其中至少一个有源开关监控输出负载特性。

15. 根据权利要求11所述的DC到DC转换器,其中在输入电流路径中的所述有源开关比其余的有源开关大。

16. 根据权利要求11所述的DC到DC转换器,进一步包括位于所述输出节点的陶瓷电容。

17. 根据权利要求11所述的DC到DC转换器,其中控制器仅采用25%或更大的占空因数。

18. 一种转换DC功率的方法,包括:

接收DC输入;

应用控制信号到有源开关,其中控制信号具有在25%和100%之间的占空因数;以及

响应于控制信号,通过共用磁芯上的两个或更多个电感中的至少一个来驱动DC输入,以便基于传输比和模式变化来实施降压、升压和反激功率转换操作,

其中驱动所述DC输入包括把所述DC输入从输入节点沿着没有电容的路径驱动到输出节点。

19. 根据权利要求18所述的方法,进一步包括采用有源开关以监控输入负载特性。

20. 根据权利要求18所述的方法,进一步包括采用有源开关以监控输出负载特性。

通过宽电压波动的高效DC到DC转换的装置和方法

技术领域

[0001] 本发明一般涉及功率转换。更具体的,本发明涉及一种可通过宽电压波动操作的高效DC到DC转换器。

背景技术

[0002] 对于具有提高的转换效率和降低的尺寸的DC到DC转换器有不断增长的需求。设计的技术多样化,其中一些技术降低电压或电流,有些技术增加电压或电流,还有一些技术交替增加或降低电压或电流。在一个典型的DC到DC转换器中,一个或多个开关连接到输入功率,电容或电感在一个相位中储存过多的能量,并且在另一个相位中把储存的能量被释放到输出节点。

[0003] 每种技术都具有其自身的优点和缺点。在元件的尺寸,整体效率和输入到输出电压比的最优区域之间有多方权衡。例如,增加开关频率经常导致元件尺寸的减小,但由于寄生电容和开关渡越损失伴随着开关损耗的增加。结果整体的效率降低。

[0004] AC到DC转换的一个常见方法是使用桥式整流器将AC输入转换为DC,然后使用DC到DC开关转换器以产生适当的DC输出。过去试图同时满足提高转换效率和减小转换器尺寸的目标由整体效率问题来控制。在较宽输入到输出电压比的效率是特别重要的,如同在AC到DC转换中所经历的一样。一个AC电源在每个循环通常跨越宽范围的瞬时电压,阻碍了针对具体的输入到输出电压比优化DC到DC转换器的任何努力。

[0005] 克服在输入电压中的大的变化的不利影响的一个方法是在储能电容中储存电荷,并在AC输入电压低于某一电平时使用该储存的电荷,这被称作“转变时段”。该方法有两个缺点。第一,需要一个相对大的电容来存储足够通过转变时段的能量。第二,在转变时段期间从输入汲取小电流或者没有电流,这导致来自输入AC线的电流的汲取发生在一个较短时间帧上,通常在峰值输入电压附近。这最终导致低效的功率传输和较低的功率因数。

[0006] 开关转换器可以基于使用的有源功率开关的数目被分为三种主要的转换器类型。两开关转换器类型包括降压,升压和反激式转换器。三开关转换器类型包括前馈式转换器。四开关转换器类型包括半桥式和推挽开关DC到DC转换器。开关可以是有源或无源的。有源开关通过调制栅极而被控制。无源开关(例如二极管)不需要单独的控制。

[0007] 在前述观点中,希望提供一种改进的功率转换技术。特别是,在与宽电压波动相关地使用的转换器中,希望提供降低的开关损耗和减小的元件尺寸。

发明内容

[0008] 本发明的一个实施例包括DC到DC转换器,其具有耦合到一个共用磁芯的两个或多个电感以及两个或多个有源开关,其中至少一个有源开关在输入电流路径中。控制器操作该两个或多个有源开关,从而使得DC输入通过该两个或多个电感中的一个或多个被驱动以实现功率转换操作。

[0009] 本发明的另一实施例包括DC到DC转换器,其具有耦合到一个共用磁芯的两个或多

个电感以及两个到四个有源开关,其中至少一个有源开关在输入电流路径中。控制器操作该两个到四个有源开关,从而使得DC输入通过该两个或多个电感中的一个或多个被驱动以交替实现降压,升压和反激功率转换操作。

[0010] 本发明的一个实施例包括一种转换DC功率的方法。一个DC输入被接收。控制信号被施加到有源开关上,其中控制信号具有在25%到100%之间的变化的占空因数。响应于控制信号,DC输入被驱动,通过在共用磁芯上的两个或多个电感中的至少一个以交替实现降压,升压和反激功率转换操作。

[0011] 披露的DC到DC转换器具有来自降低的开关损耗的极高的效率,使得允许非常高的开关频率和减小的元件尺寸和重量。此外,该转换器具有小的磁性元件。进一步的,该转换器提供高输出DC负载电流能力。

[0012] 披露的技术减小了开关占空因数的变动,以得到提高效率。占空因数变化被用来实现电压或电流比的一个范围。因为占空因数改变以适应不同的传输比,由于寄生电容和/或开关渡越损失的影响,开关损耗将会增加。本发明利用一个或多个开关作为开关模式转换器。这减少了对开关占空因数的显著改变的需求,而仍达到了大电压或电流传输比。

附图说明

[0013] 连同下面详细描述结合附图,本发明被更充分地理解,其中:

[0014] 图1a-1j示出了本发明的一个三开关实施方式的各种实施例。

[0015] 图2a-2d示出了使用无源开关的三开关实施方式的各种实施例。

[0016] 图3a-3d示出了本发明的一个四开关实施方式的各种实施例。

[0017] 图4a-4e示出了使用无源开关的四开关实施方式的各种实施例。

[0018] 图5a-5b示出了具有一个隔离输出的本发明的实施例。

[0019] 图6a-6b示出了在一个链式结构中的本发明的披露的电路。

[0020] 图7a-7b示出了根据本发明实施例配置的闪烁减少电路。

[0021] 图8a示出了结合本发明的三开关实施例的AC到DC转换器。

[0022] 图8b示出了结合本发明的四开关实施例的AC到DC转换器。

[0023] 相同的附图标记指代附图的各自图示中的相应部分。

具体实施方式

[0024] 图1a-1j示出了本发明的三开关实施方式的各种实施例。可以看出开关A总是在输入路径中,并且开关C总是在输出路径中。取决于开关B和/或开关C的状态,电感可以仅通过L1储能,或者通过L1和L2串联储能。

[0025] 在图1a中,开关A可以是主切换开关,以完成降低(降压)转换。开关B的状态与开关A的状态相反。开关C一直导通。例如,当开关A闭合时开关B打开,因此每当输入电压高于输出电压时,正向电流通过L1,开关A,开关C和L2到达输出。打开开关A和闭合开关B断开输入。从而电感L2中储存的能量通过开关C和开关B释放到输出。

[0026] 这一结构与其中电感能量的储存和释放路径使用了L1和L2二者的降压转换器形成对比。在图1a中一个典型例子中, $L1=L2=L_x$,在电感器磁芯内能量储存期间,降压转换器的有效电感大约为 $4 * L_x$ 。在图1a中,在能量释放路径中仅有L2,因此有效电感等于 L_x 。

[0027] 在图1a的另一可操作的实施例中,开关B接通,并且开关C被配置为与开关A的状态相反。因此,当开关A导通时能量被储存在电感L1中,不管输出电压。当开关A关断,电感L2的能量通过开关C和开关B释放。这样的结构表现为反激转换器,其中输入和输出共享一条线路。例如,当 $L1=L2=Lx$,能量储存和释放路径看成 Lx ,代表1:1比例的反激转换。在这种模式下选择L1和L2的不同值并改变占空因数可以产生不同的有效电流或电压传输比。

[0028] 在第三结构中,图1a的电路模拟了的升压(升高)操作模式。在此,开关A一直导通,并且开关C被配置为开关B的相反状态。接通开关B在电感L1中储存能量。关断开关B通过L1, L2,开关A和开关C释放电感能量。其中 $L1=L2=Lx$,电感能量释放路径等于 $4 * Lx$ 。

[0029] 开关A,B或C可以同相工作,异相工作,具有重叠的工作循环,或者具有不重叠的工作循环,或者甚至随机工作。预先选择的L1和L2的值能够产生非常宽的有效电流或电压传输比。这仅仅通过一个物理电感(L1和L2在同一磁芯上)和至少三个开关就可以实现。电容可被可选地加到系统中的不同节点以减少输入和输出纹波电流和/或电压。

[0030] 通过在一个非常宽的输入电压范围最小化工作循环的变化,开关损耗被维持在最小值。例如,当输入电压显著地低于输出电压,可选择升压模式。当输入到输出的比值接近L1与L2的比值,选择反激等效行为。当输入超过高于输出电压的一定阈值时,选择降压模式。

[0031] 再次考虑 $L1=L2=Lx$ 的例子。还假设理想的输出电压(V_o)为峰值输入电压(V_i)的1/3, $V_o=V_i$ 峰值/3。当配置为降压操作模式时,在峰值输入电压期间开关A面对 $4 * Lx$ 的电感值。由于两个线圈在同一磁芯上,电感饱和电流(I_{sat})为当仅有一个线圈接收电流时的一半。电感有效电压为 $V_i-V_o=3 * V_o-V_o=2 * V_o$ 。电感磁芯饱和所需的时间与电感值和电感饱和电流成正比,并且与电压成反比: $(4 * Lx * I_{sat}/2) / (2 * V_o) = Lx * I_{sat}/V_o$ 。

[0032] 现在假设输入电压接近 V_o (在该例中为 V_i 峰值的1/3),并且选择反激模式。在该模式输入电感为 Lx ,并且L1上的电压为 $V_i=V_o$ 。电感磁芯饱和所需的时间与: $Lx * I_{sat}/V_o$ 成比例。因此即使输入电压为峰值电压的1/3,电感磁芯饱和所需的时间是相同的。

[0033] 对于升压模式,开关A一直导通,在开关B导通和断开时均会发生输入电流汲取。这样可以提高输入电流汲取。因此在输入电压一半时,对比反激模式,从输入端汲取的相同功率。这进一步扩大了能够汲取输入功率的输入电压范围,而维持与传统方法相比更窄的开关频率和占空因数的更少变动。

[0034] 来看这种方法在开关损耗上的效果,假设所有线圈和所有开关没有寄生电阻,并且除了开关寄生电容和渡越损失外没有其他的损耗源。在上述例子中 $L1=L2=Lx$,在峰值输入电压使用降压模式,开关A上的仅仅50%占空因数就足以达到等于1/3峰值输入电压的 V_o 。一个典型的MOSFET能够在几百伏和几安培电流容量下切换,通常具有大约10纳秒的开关转变时间,以及大约几百皮法的寄生电容。开关切换损失的快速计算为: $P_{sw} = (V * I * (t_{RISE} + t_{FALL})) / (2 * T)$,其中 P_{sw} 为切换功率损耗,V为开关关断时开关上的电压,I为开关电流, t_{RISE} 和 t_{FALL} 为开关上升和降落时间,T为开关周期。如果 t_{RISE} 和 t_{FALL} 为10nS,将希望把开关频率限制到大约1MHz,以保持在每个有源开关(开关A和B)上的开关渡越损失小于2%。让我们假设输入电压为300V,输入电流为1A。占空因数为50%,输入功率为 $300 * 1 * 50\% = 150W$ 。具有4%的总损耗大约为开关A上2%和开关B上2%,效率将为96%,并且传输到输出的功率为144W。由于输出理想电压为300V的1/3($300/3=100V$),这产生了1.44A的输

出。在这一情形下,开关A和B中共损失6W。现在假设输入电压是输入峰值电压的1/9 ($300/9=33.33$ 伏),并选择升压模式。开关B和C上的50%占空因数切换在输出生成100V。电感放电路径为L1和L2,因此从输入汲取的总功率为 $(33.33 \times 2 \times 50\% + 33.33 \times 1 \times 50\%) = 50\text{W}$ 。这可在333.33KHz实现,因此总开关损耗在可忽略的大约1.33%。在此情形下,49.33W被传输到输出,0.67W在开关B和C中被消耗。

[0035] 在本发明的上面例子中,使用一个线圈在峰值输入电压的最低效率为96%,线圈具有在串联的两个绕组L1和L2上的1A的饱和电流。这与现有技术的反激转换器形成鲜明对比。为了从现有技术的反激转换器中得到同样水平的低电压性能,需要一个1比3变比的变压器。具有这一变比,在输入上的33.33V输入电压和输出开关的50%占空因数在输出产生100V以及可比效率。现在如果输入电压增加到300V,占空因数需要降低到10%以使用同样的1比3变压器在输出产生100V ($300 \times 3/1 \times (10\%/90\%) = 100\text{V}$)。这意味着相对开关损耗增加5倍(在本发明中50%对比使用反激转换器时10%)并且输入功率汲取除以5 ($300\text{V} \times 1\text{A} \times 10\% = 30\text{W}$)。

[0036] 总而言之,这意味着在现有技术的反激转换器中在300V的输入电压,与本发明相比,总输入功率汲取和随后的输出功率传输被降低5倍(30W而非150W)。为了补偿在现有技术的反激转换器中的这一损耗,唯一的选择是增加电感饱和电流和电感储能容量5倍,将导通状态输入电流增加到5A,并且把开关频率降低5倍以补偿 P_{sw} 的增大。电感和饱和电流增加5倍大致意味着线圈尺寸的增加超过5倍。由于输入电流增加和操作频率降低,为了维持相同的输入纹波电压,输入电容需要增大 $5 \times 5 = 25$ 倍。电感的增加伴随着电感寄生电阻的增加。

[0037] 因此,在现有技术中,需要增加元件尺寸以补偿损失的占空因数。本发明不存在这样的问题,因为其中的占空因数仅有小的变动。在实践中当与现有技术相比时本发明的空间节省可以达到超过一个量级。现有技术中大多数高电压开关调节器由于开关损耗问题而被限制在大约100千赫兹的开关操作。在从300V输入到100V输出的150W例子中,本发明能够在超过500KHz开关频率操作,并且效率超过95%。同时,总元件体积降低10到30倍。一个显著更小的输入电容(在上面例子中小25倍)使得设计者能够使用高可靠性电容,例如陶瓷电容而非普通的电解电容。这在设计高可靠性电源中是非常重要的。一个电解电容的寿命在105°C或其左右通常为大约几千小时,而陶瓷电容在类似条件下能够持续几十年。

[0038] 可以看到在每种结构中开关A在输入路径中,并且可被用来监控输入负载特性。开关C一直在输出路径中,并且可被用来监控输出负载特性。这在设计者试图监控系统的功率因数和调节开关频率或开关占空因数以维持特定输入或输出负载特性时特别有利。例如,输入电流可被调节来基于输入电压模拟接近电阻行为以实现非常接近1的功率因数。可选的,输入电流或总输入功率可被调节为一个相当恒定的值。与有效等效输入电阻相比,在较低输入电压的输入电流的增加产生一个“动态负电阻”,其意味着输入等效阻抗在较低输入电压被减小。在家中或工业环境中这可被用来补偿装载在AC线上的其他主设备的非线性电流汲取,以及提高在一些例子中的电网电源线效率。

[0039] 图1b与图1a类似,但是开关A和电感L1位置互换,开关A直接地连接到输入,后面跟着电感L1。图1c与图1a类似,但是开关C和电感L2位置互换,开关C跟在电感L2后面直接地连接到输出。图1d与图1a类似,但是开关A在输入,并且开关C在输出,电感L1和L2共享一个公

用的线路。

[0040] 图1e示出了一种结构,其中开关C和L2在输出的返回路径中。图1f与图1e类似,但是开关A和电感L1位置互换,开关A直接地连接到输入,后面跟着电感L1。图1g与图1e类似,但是开关C和电感L2位置互换,开关C直接地连接到输出。图1h与图1g类似,但是开关A直接地连接到输入。

[0041] 图1i与图1e类似,但是开关A和C在返回路径中并且电感L1和L2共享一个公用的线路。图1j与图1e类似,但是开关A在输入返回路径中,并且电感L2在输出返回路径中。

[0042] 图2a-2d示出了具有至少一个无源开关(即不被主动控制的开关;二极管就是一个无源开关)的三开关实施方式。图2a与图1a相同,但是开关C是一个二极管。图2b与图1e相同,但是开关A是一个二极管。在图2c中,开关C是一个二极管,并且电感L2在输出返回路径中。在图2d中,开关A是一个二极管,并且开关C在输出返回路径中。

[0043] 本发明的另一实施例使用了四个开关。这一结构的一个好处是开关控制较简单。图3a-3d示出了本发明的各种四开关实施例。图3a是图1a中的三开关结构的扩展版,其中开关D是附加的。图3b与图3a类似,但是开关C在输入和输出返回路径之间的汇合处。图3c与图3a类似,但是电感L2在输出返回路径中。图3d与图3b类似,但是电感L2在输出返回路径中。

[0044] 图4a-4e示出了在其中有源控制开关的一个或两个被二极管取代的方案。图4a与图3a相同,但是开关D是一个二极管。图4b与图3a相同,但是开关C是一个二极管。图4c与图3a相同,但是开关C和D均是二极管。图4d与图3a相同,但是开关A和D均是二极管。图4e与图3a相同,但是开关A是一个二极管。

[0045] 图4c是图4a的简化方案,其中有源控制开关中的两个被二极管取代。在图4c中,当开关B闭合,开关A可以切换以有效地作为一个具有共用线路的反激式转换器。L1作为变压器的初级,并且L2作为变压器的次级。

[0046] 对于图4a-4e的电路,当开关B打开,切换开关A形成降压转换器。在此情形下,输出电压一直低于输入电压。当开关A和C闭合并且 V_i 高于 V_o ,正向电流流经L1,开关A,C和L2。结果,能量储存在L1和L2中。当开关A打开,L2和开关D作为导通路径,并且能量被传输到输出。

[0047] 在一个不同的结构中,开关B关闭,并且切换开关A形成在输入和输出之间具有共用线路的反激式转换器。在此情形下,输出电压可比输入电压更低或更高。当开关A关闭,开关C打开,无论输出电压如何,电流都流经L1,开关A和开关B。结果,能量储存在L1中。当开关A打开,L2和开关D作为导通路径,并且能量被传输到输出。

[0048] 在另一结构中,开关A导通,开关B被用来切换导通和关断。在此情形中,转换器作为改进的升压转换器。当开关B导通并且开关C关断,无论输出电压如何,电流都流经开关A,B和L1。因此,L1储能。当开关B关断并且开关C导通,来自L1和L2的电感能量施加到输出。

[0049] 其他具有重叠占空因数的切换开关A和B的组合可以用来实现其他电压或电流传输比。这使得不同的电流或电压传输比和其他开关行为,包括等效斯普利特-Π拓扑成为可能。

[0050] 本发明的一个优点是简化了控制方案以实现降压-升压功能。在所有方案中,开关A一直在输入电流路径中切换输入电流。在一个方案中,开关B可以作为传输比“模式改变器”以在反激和降压转换器模式之间进行选择。这两个开关可以联合操作,或者彼此独立操作。这两个开关的独立操作可以使得高压DC到DC和AC到DC转换器的设计更加容易。例如,开

关A可取决于其电流而被激活,并且开关B可基于瞬态输入电压水平而被激活。这使得开关A在高频和非常高的电压下工作,而不需要任何与其他开关的通信。设计能够在高电压差工作的高速通信路径是一个挑战,并且是切换高压DC到DC转换器的一个主要的限制因素。由于开关A一直在输入电流路径中,为了所需的功率因数,同样的开关可被用于监测输入负载特性和做出必要调整。

[0051] 本发明的一个优点是更宽的任意传输比。由于L1和L2均在同一磁芯上,当输入功率经过L1和L2传递,电感大大高于L1、L2或L1和L2之和。例如,当 $L1=L2=L_x$,有效电感几乎为 $4 * L_x$ 。当转换器工作在降压模式下时这有助于降低纹波电流。在反激或升压模式下,只有L1在输入导通路径中,因此输入开关A只能看到L1,其等于 L_x 。这一情形是有利的,特别是对反激模式,其使得更高频的操作成为可能。更低的电感提高电流更快,并且更快达到电感磁芯材料内相同水平的储能。在输入电压低于输出电压或接近输出电压时通常需要反激或升压模式操作。由于工作在更低电压的寄生电容,对更高频操作的耐受性更好。在更低输入电压下开关渡越损失小。在降压模式期间由串联的L1和L2产生的、由输入路径可见的高电感有助于降低纹波电流和减小寄生电容和开关损耗。选择不同的L1和L2值和比例,采用少量元件可以得到非常宽的任意电压和电流传输比,而开关损耗可被保持在最小值。

[0052] 在三或四开关结构中同一磁芯上可附加第三电感L3以产生隔离的输出。需要一个新的有源控制开关或二极管以产生各种情形下的DC输出。图5a和5b示出了一个隔离的电感L3的例子。图5a示出了图1a的电路加上附加电感L3和开关D以产生隔离的输出。图5b示出了图3a的隔离输出方案加上附加电感L3和开关E。这样的结构具有两耦合电感方案的所有益处,并且具有隔离的DC输出。

[0053] 这一新颖的转换器的多个级可被菊花链式连接到相似级或其他标准的DC到DC级,以实现功率转换的扩展的可能性。在后级或前级中的单个或耦合的电感可被耦合到如L1和L2(以及隔离方案中的L3)的相同磁芯或者在分立磁芯上。图6a和6b示出了这一多级方案的例子。在图6a中当开关B接通或当开关D接通产生开关A的不同的返回路径。当开关A关闭电流可以流经同一磁芯上的不同绕组,取决于其他开关的状态,在此例中为开关B和D。取决于L1,L2和L3的值,以及开关A到E的占空因数,可以生成不同的电压或电流传输比。在相同磁芯上存在的新的电感(在此例中为L3)为不将频率或占空因数推动到极端条件的任意传输比提供了进一步的可能性。图6b示出了在相同磁芯上具有n个电感和扩大开关数目的方案,以创建更多的菊花链级。

[0054] 这一新颖的转换器的一个应用是驱动发光二极管(LED)。一个AC输入具有从0到峰值正电压的可变电压范围,随后回到0,紧接着由负电压到达负峰值,然后再次回到0。对于传统的商业和工业用AC电源这通常在每秒发生50或60次。这一宽可变电压使得设计高效AC到DC转换器是一个挑战。LED串有时具有在其上的显著的电压降落。为了维持良好的功率因数需要在每个周期从AC线汲取功率,如同电阻性的负载那样。

[0055] AC到DC转换的一个典型方法是使用二极管桥以将输入AC转换成整流的DC电压,然后在DC到DC转换器的输入使用该DC电压以产生合适的输出电压。当输入电压大致高于LED串电压降落,需要逐步降压调节器。当输入电压大致低于LED串电压降落,需要逐步升压调节器。本文披露的转换器支持逐步降压和逐步升压操作。

[0056] 期望消除或减少由AC电压中的变化引起的AC线路闪变效应。闪烁的灯光的一个常

见的例子是荧光灯的光。在交流下工作的荧光灯可以产生驱动其的AC线的两倍频率。在由交流驱动的LED灯中,通常二极管桥式整流器生成具有两倍AC线频率的主频分量的输出。例如对一个60Hz AC线路,二极管桥式整流器生成具有120Hz主频的输出。如果系统中没有储能,随着线路电压变化,光强度可变化并产生120Hz的闪烁。尽管人不能看见高于50赫兹频率的光闪烁,一些人的感官系统仍然能以某种方式检测到闪烁。自从荧光灯照明被引入工作场所,就有关于头疼,眼睛疲劳和一般的眼部不适的抱怨。

[0057] 当前的发明具有实施降压或升压操作的能力。这缩短了不从输入汲取功率的时间段。这在被称为“转变时段”的低瞬态输入电压期间减小了驱动LED所需的储能量。在当前发明中使用的另一方法是在转变时段期间使用负载的串联电容或超级电容驱动输出负载。一个简单的升压或反激级可被连接到该电容,并能使用其能量以在需要时驱动LED。

[0058] 图7a示出了具有串联储能电容Cs的LED串700。AC输入被施加到整流器702,其产生DC输入,DC输入被施加到DC到DC转换器704。DC到DC转换器704的输出被施加到LED串700。电容Cs与LED串700串联,并当电流流经LED串700时储能。控制器706被连接到电容Cs的输入和输出节点。控制器706执行升压或反激转换。

[0059] 控制器706可被设计以在转变时段期间使用电容Cs的储能来驱动LED串700。当接收的来自AC线路的电能量高时,能量被储存,并且该能量在接收的来自AC线路的能量低时被用于驱动LED串700。由于来自DC到DC转换器704的功率增加,输出电流为LED串700和串联电容Cs充电。LED串700的电压降落结合电容Cs的电压降落减小了由DC到DC转换器704生成的电流。瞬态功率相当恒定,并且 $P = V * I$;其中“P”为瞬态功率,“V”为输出电压,以及“I”为输出电流。对于某一释放到输出的能量包,输出电压降落的增加减小了有效电流。串联电容Cs储存的能量可被计算为 $0.5 * C_s * V^2$ 。使用该能量来驱动LED串700降低了串联电容电压降落,这随后增加了有效开关DC到DC输出电流。通过适当的设计,该串联电容(或超级电容)的额定电压可以低于、等于或高于LED串700电压降落。这一方法简化了需要减少闪烁的储能系统的设计。

[0060] 图7b示出了附加了电阻性元件Rs的相同级。Rs是一个检测电阻,其可与LED串700和Cs一起串联。Rs具有一个非常低的电阻值,以能够精确检测LED串电流,并且增强闪烁降低级的精确度。

[0061] 图8a示出了结合本发明的三开关实施例的一个示例的AC到DC转换器。AC输入被施加到整流器800。控制器802调制开关A,B和C的切换。当来自整流器800的整流的DC电压高于DC输出时,控制器802如下配置开关A,B和C。开关A为主切换开关,开关C为开关A的相反状态,而开关B关断。这模仿了降压模式。开关A接通直至通过Rs的电流达到串联的L1和L2的饱和电流,然后开关A关断,开关C接通直至流经L2的电流过到0。这启动了开关A动作的下一个周期。

[0062] 当来自桥式整流器800的整流的DC电压低于 $(L1 / (L1 + L2) * DC输出)$ 时,控制器802配置开关A接通,开关B为主切换开关,开关C为开关B的相反状态。这提供了一种升压等效转换。开关B接通直至Rs中的电流达到L1的饱和电流,然后其关断直至流经串联的L1和L2的电流达到0。

[0063] 当来自桥式整流器800的整流的DC电压在 $(L1 / (L1 + L2) * DC输出)$ 和DC输出之间时,控制器802如下配置各开关。开关A为主切换开关,开关B接通,开关C为开关A的相反状

态。如上所述,这模仿了具有一个共用输入,输出线路的反激转换。开关A接通直至 R_s 中的电流过到 L_1 的饱和电流,然后其关断直至流经 L_2 的电流达到0。在图8a中,电容 C_{out} 被可选地附加到DC输出以降低输出纹波电压。这种类型的输出电容也可与本发明的其他实施例一起使用。

[0064] 图8b示出了四开关的相似电路。控制器802仅控制开关A和B。开关C和开关D为二极管。这一控制器与本发明的其他控制器一样可以实现三种模式:降压、反激和升压。

[0065] 本领域技术人员将意识到本发明的相对简单的电路支持降压,反激和升压模式操作,并且具有少至两个的有源开关。这促进了更低的元件成本,更小的尺寸并便于制造。有利的是,在操作模式之间的占空因数的转变相对地小,因此降低了功率损耗。例如,跨度在36倍的输入电压(输入电压在 $V_{out}/6$ 到 $V_{out} \times 6$ 的范围)可由从不低于25%的占空因数范围而支持。在具有1到1变比的反激式转换器中,在同样的36倍输入电压跨度上,占空因数降落到低至2.7%,导致大量的功率损耗。因此,本发明与现有技术的反激式转换器相比占空因数效率增强了9.25倍。

[0066] 本发明支持周期为 $100 \times (t_{FALL} + t_{RISE})$ 的开关频率,同时在9倍的输入电压变化上(例如 $V_{out}/3$ 到 $V_{out} \times 3$)仍维持高于95%的效率。对于一个具有10nS的下降和上升时间的典型开关,这样可以过到500KHz的开关速度。有利的是,本发明电路的结构允许电感磁芯小至0.25cc以被用于超过50W的转换。

[0067] 除了LED驱动器,本发明可被用在具有宽可变AC或DC电压的任何环境中。这样的应用的例子是用于电信设备驱动功率的AC到DC或DC到DC转换器,驱动功率来自嘈杂的线路,电池供电设备,例如笔记本电脑和手持设备,或汽车,火车,船,飞机和其他交通工具上的电源。

[0068] 本发明的另一应用是任意隔离的AC到DC或DC到DC电源。这包括但是不限于,便携式电源,便携式计算机电源和服务器计算机电源。

[0069] 为了解释的目的,前面的描述使用了具体的术语以提供对本发明的透彻的理解。然而,对本领域技术人员而言显而易见的是为了实施本发明具体的细节不是必须的。因此,前述的本发明的具体实施例是为了描述和说明的目的而存在。其并不旨在穷举或限制本发明为披露的确切形式;显然,鉴于上面的教导许多修正和变形是可能的。实施例被选取和描述以最好地解释本发明的原理及其实际应用,因此其使得其他本领域技术人员能够最好地利用本发明,并且各种修改的各种实施例适合于预期的特定用途。下面的权利要求及其等同物旨在定义本发明的范围。

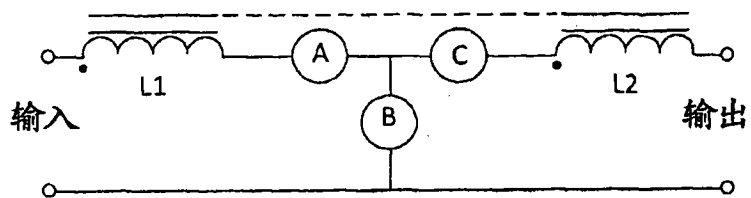


图1a

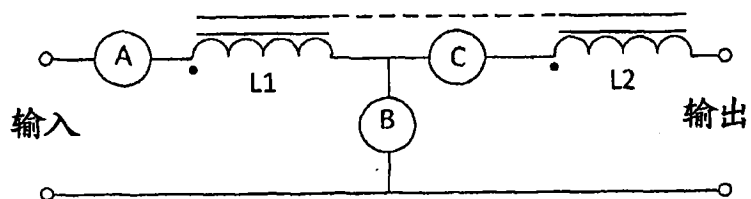


图1b

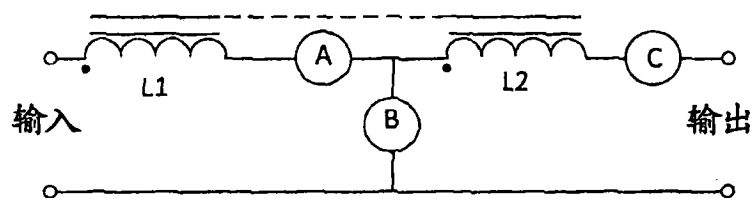


图1c

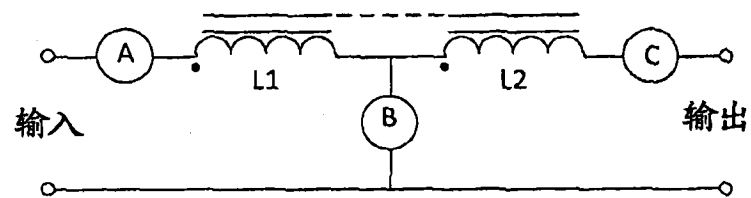


图1d

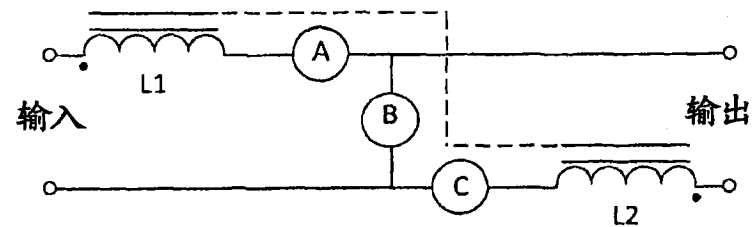


图1e

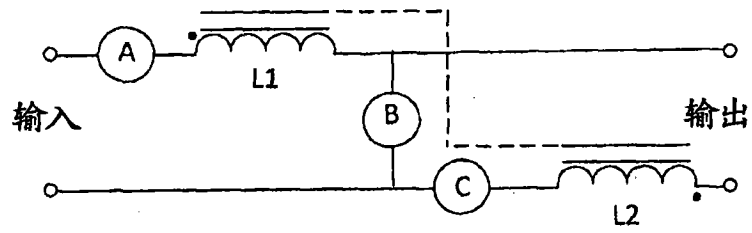


图1f

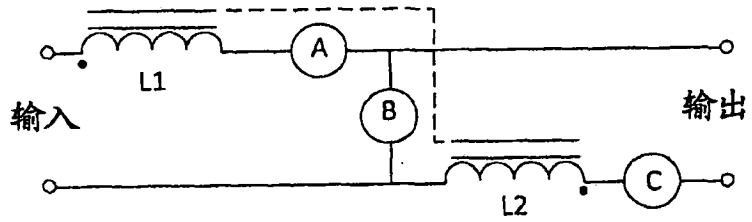


图1g

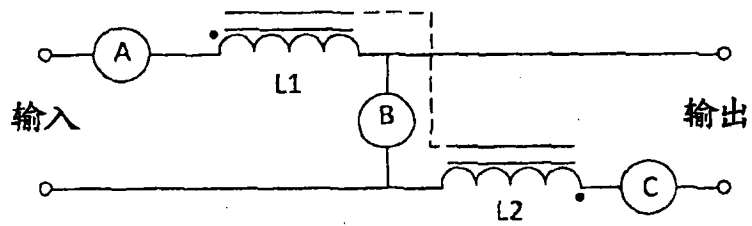


图1h

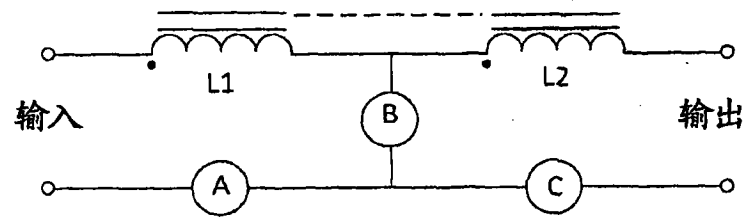


图1i

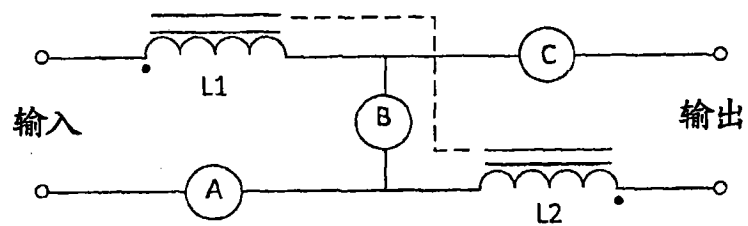


图1j

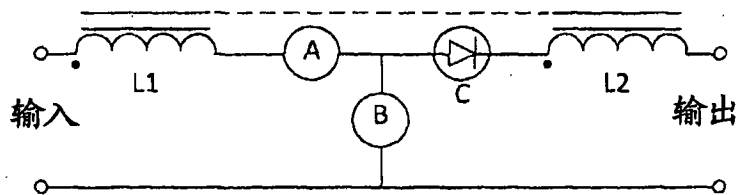


图2a

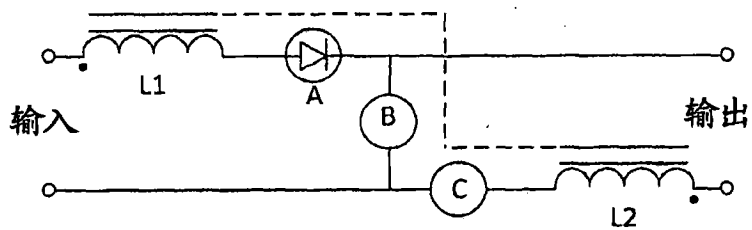


图2b

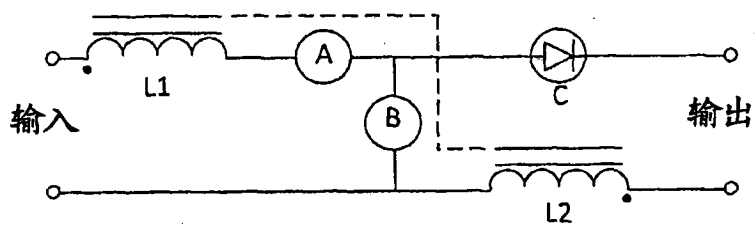


图2c

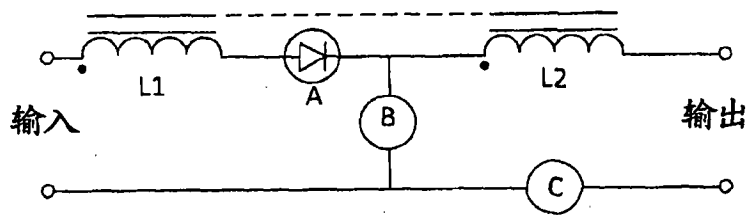


图2d

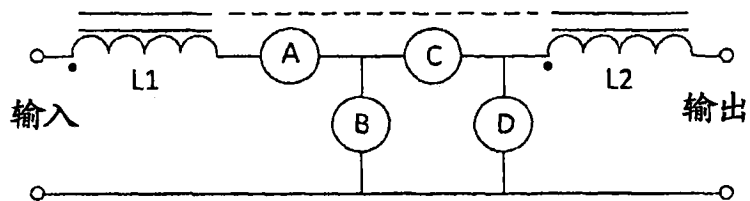


图3a

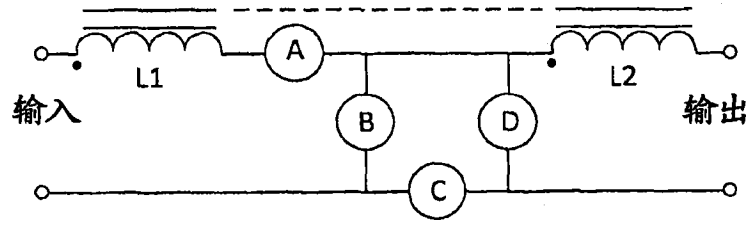


图3b

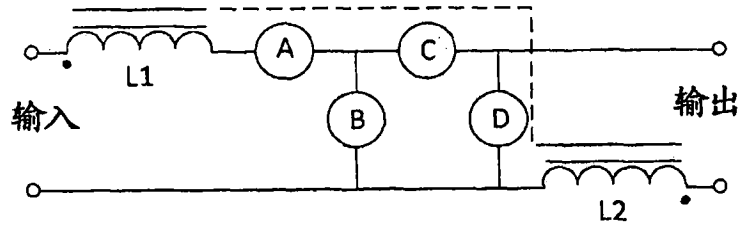


图3c

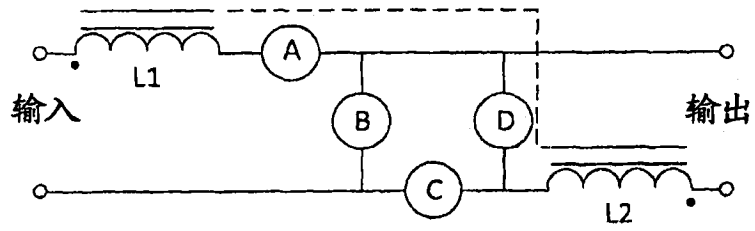


图3d

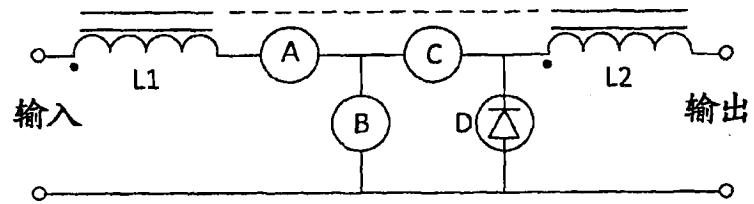


图4a

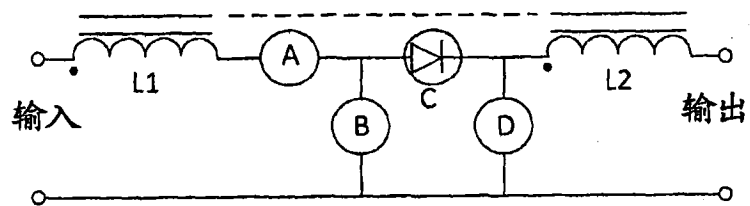


图4b

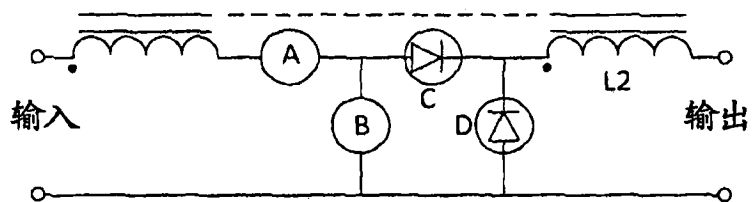


图4c

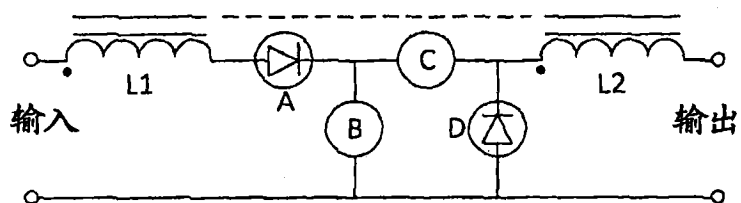


图4d

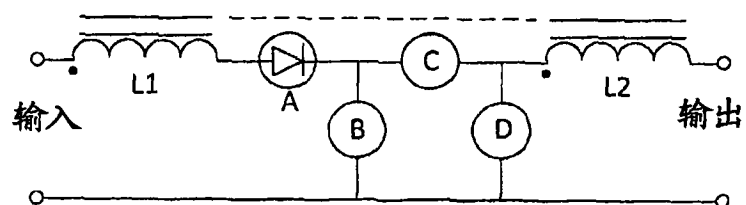


图4e

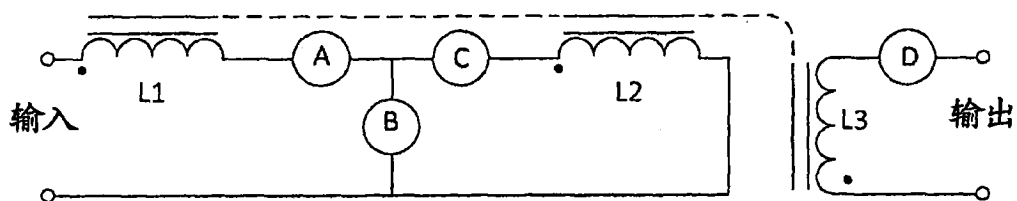


图5a

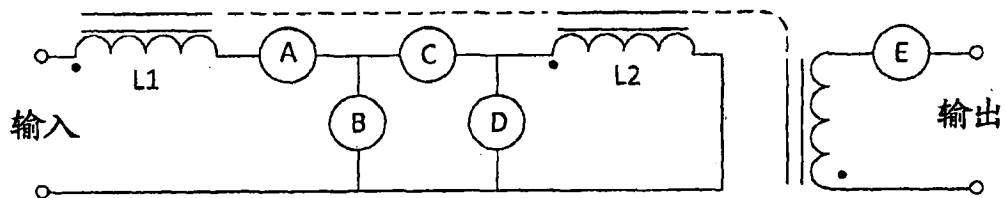


图5b

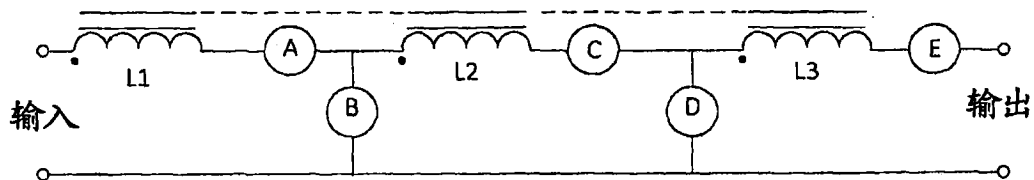


图6a

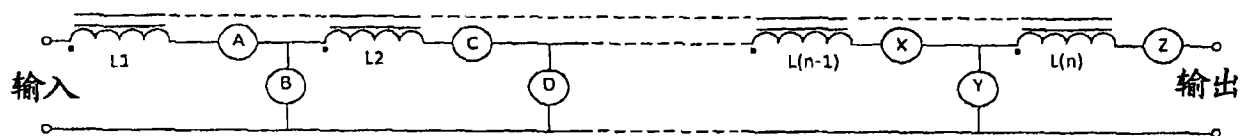


图6b

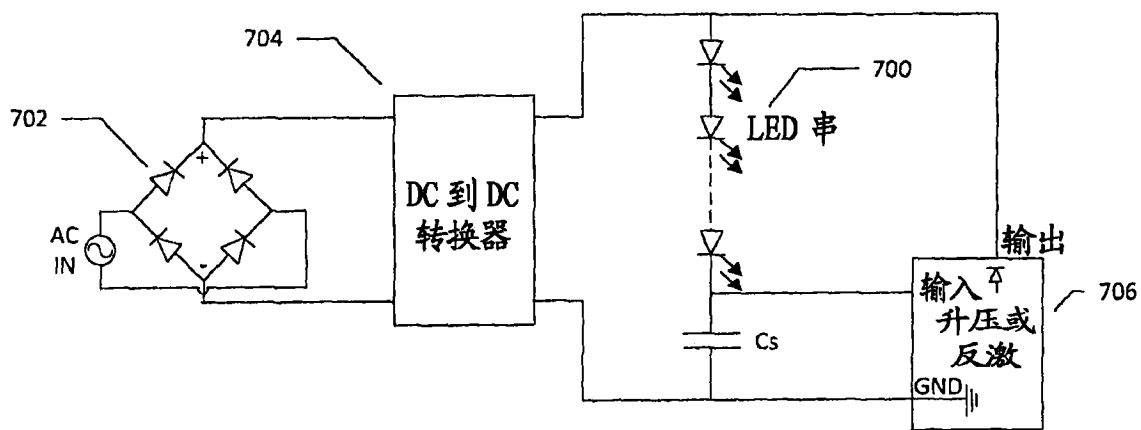


图7a

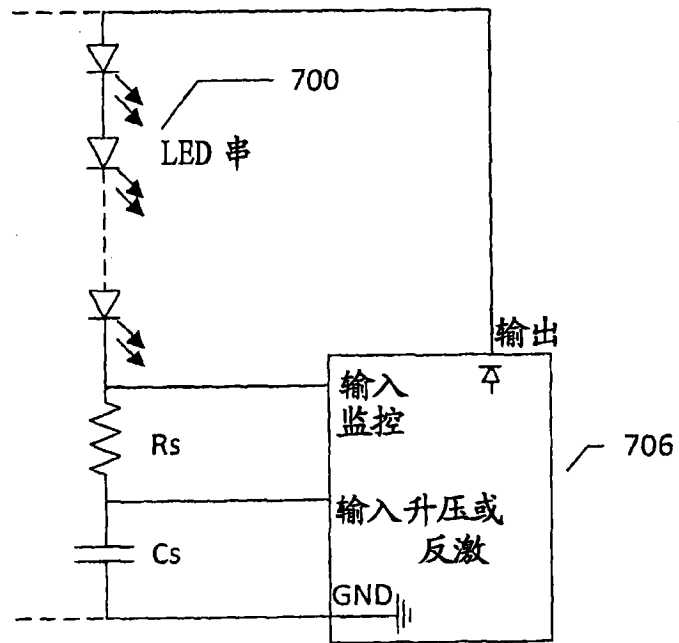


图7b

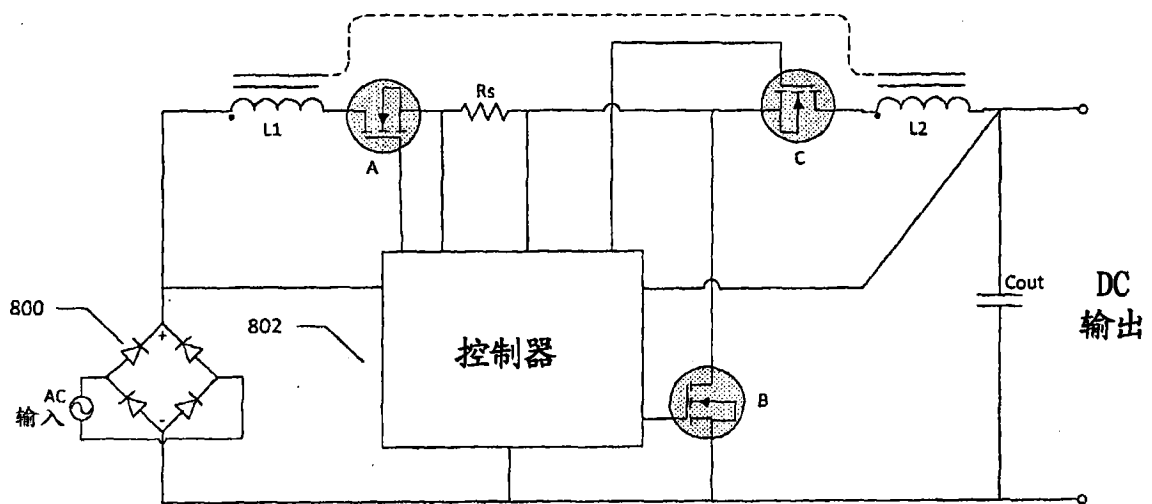


图8a

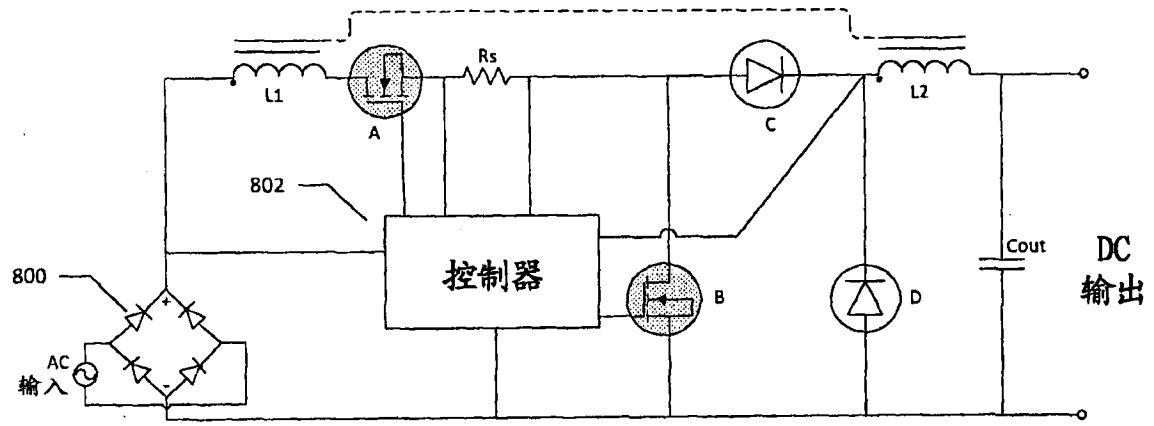


图8b