



(12) 实用新型专利

(10) 授权公告号 CN 202026494 U

(45) 授权公告日 2011. 11. 02

(21) 申请号 201020536753. 1

(22) 申请日 2010. 09. 20

(73) 专利权人 浙江大学

地址 310027 浙江省杭州市西湖区浙大路
38 号

(72) 发明人 张军明 汪剑峰 钱照明

(74) 专利代理机构 杭州中成专利事务所有限公
司 33212

代理人 金祺

(51) Int. Cl.

H05B 37/02 (2006. 01)

H02M 3/338 (2006. 01)

(ESM) 同样的发明创造已同日申请发明专利

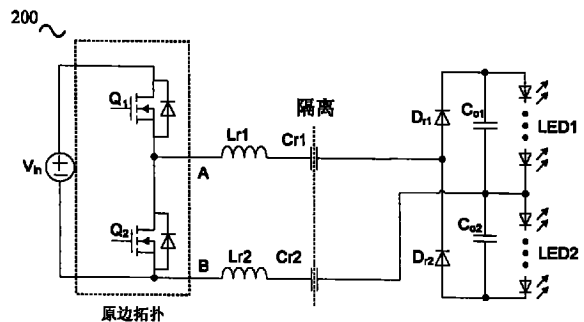
权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 8 页

(54) 实用新型名称

电容隔离型多路恒流输出谐振式直流 / 直流
变流器

(57) 摘要

本实用新型涉及一种多路输出之间实现电流
均衡输出变流器, 旨在提供一种电容隔离型多路
恒流输出谐振式直流 / 直流变流器。该变流器包
括直流输入; 包含多个开关的原边拓扑; 副边整
流器; 包括 2 个谐振支路的谐振网络, 每个谐振
支路均由 1 个谐振电容和 1 个谐振电感串联而成, 每
个谐振支路连接于所述原边拓扑的一个输出端以
及副边整流器的一个输入端之间。本实用新型省
去了传统的隔离变压器, 简化了电路结构, 降低成
本, 实现简单而高效的多路恒流源输出, 特别适
合用于多串 LED 的驱动。



1. 电容隔离型多路恒流输出谐振式直流 / 直流变流器, 包括直流输入 ; 其特征在于, 还包括 :

原边拓扑, 包含多个开关, 与所述直流输入耦合, 具有 2 个输出端, 将所述直流输入在输出端口转换成一交流信号 ;

谐振网络, 接收所述交流信号, 并将之输出到副边整流器 ;

副边整流器, 具有 2 个输入端, 与所述谐振网络相耦合 ; 并具有 2 个输出端, 以驱动 2 路负载 ;

所述谐振网络包括 2 个谐振支路, 每个谐振支路均由 1 个谐振电容和 1 个谐振电感串联而成, 每个谐振支路连接于所述原边拓扑的一个输出端以及副边整流器的一个输入端之间。

2. 如权利要求 1 所示的变流器, 其特征在于, 所述谐振网络中还包括 1 个共模电感。

3. 电容隔离型多路恒流输出谐振式直流 / 直流变流器, 包括直流输入 ; 其特征在于, 还包括 :

原边拓扑, 包含多个开关, 与所述直流输入耦合, 具有 2 个输出端, 将所述直流输入在输出端口转换成一交流信号 ;

n 个相互并联的谐振网络, 接收所述交流信号, 并将之输出到各自对应的输出模块 ;

n 个输出模块, 各自包括一个副边整流器 ; 所述副边整流器具有 2 个输入端, 与所述 n 个谐振网络分别相耦合, 并具有 2 个输出端以驱动 2 路负载 ;

每个谐振网络均包括 2 个谐振支路, 每个谐振支路均由 1 个谐振电容和 1 个谐振电感串联而成, 每个谐振支路连接于所述原边拓扑的一个输出端以及副边整流器的一个输入端之间。

4. 如权利要求 3 所示的变流器, 其特征在于, 所述 n 个输出模块中, 相邻的两组输出模块的相邻谐振电感之间两两耦合。

5. 电容隔离型多路恒流输出谐振式直流 / 直流变流器, 包括直流输入 ; 其特征在于, 还包括 :

一个原边拓扑, 包含多个开关, 与直流输入耦合, 具有 2 个输出端, 将所述直流输入在输出端口转换成一交流信号 ;

至少 2 个输出模块, 每个输出模块各自包括一个平衡电容、一个副边整流器以及至少一个共模电感的绕组 ; 所述副边整流器具有 2 个输入端, 与所述平衡电容及所述共模绕组串联后, 连接到一谐振网络 ; 副边整流器还具有 2 个输出端以驱动 2 路负载 ;

一个谐振网络, 包括 2 个谐振电容以及至少 1 个谐振电感, 接收所述交流信号, 并将之输出到各个输出模块 ;

相邻的两组输出模块中, 所述共模电感的绕组相互耦合。

6. 如权利要求 1 至 5 各项中任意一种变流器, 其特征在于, 所述原边拓扑为对称半桥拓扑、全桥拓扑或者非对称半桥拓扑。

7. 如权利要求 1 至 5 各项中任意一种变流器, 其特征在于, 所述谐振电容为安规电容。

8. 如权利要求 1 至 5 各项中任意一种变流器, 其特征在于, 所述副边整流器为双输出全桥结构或双输出倍压结构。

9. 如权利要求 1 至 5 各项中任意一种变流器, 其特征在于, 所述原边拓扑输出为一占空

比 50% 的交流信号 ; 原边拓扑结构中多个开关在开关频率小于一设定值时, 开关的占空比为 50% ; 在开关频率高于一设定值时, 工作于间歇工作模式。

10. 如权利要求 1 至 5 各项中任意一种变流器, 其特征在于, 所述直流输入电压基于反馈信号调节。

电容隔离型多路恒流输出谐振式直流 / 直流变流器

技术领域

[0001] 本实用新型涉及一种基于电容隔离的多路输出直流 / 直流谐振式变流器,多路输出之间实现电流均衡输出。特别是指基于谐振电路的谐振电容同时实现输出电流均衡以及输入输出的隔离,

背景技术

[0002] 目前,随着 LED 技术的发展,LED 照明是一种绿色环保的照明解决方案,与传统照明方案相比具有不可比拟的优势。但是单个高亮度 LED 光源的功率常常由于受到封装、发热等限制,一般功率都维持在 1W-3W。在需要高功率、高亮度照明场合,如路灯、广场照明等,通常需要将许多 LED 组合起来使用。LED 的亮度与其流过的电流直接相关:一般来说,流过 LED 的电流越大,其亮度将越大。为了实现多个 LED 的亮度均衡,通常将多个 LED 串联使用。然而,当串联的 LED 个数超过一定数量,会导致 LED 驱动器输出电压很高,导致输出滤波电容耐压、电路绝缘设计困难。因此,当需要大功率照明时,一般将多串 LED 进行并联,而实现每串 LED 之间的电流均衡对 LED 的使用寿命以及光亮度的均衡变得十分重要。因此需要一种能够提供多路输出的电源用于驱动多串 LED,实现其电流控制以及每串之间的电流均衡。

[0003] 传统的线性电流源方法利用半导体开关,如三极管的饱和工作区或者金属氧化物场效应管 (MOSFET) 放大区实现电流的均和,但系统损耗大,效率低下,不适合较大功率的应用。图 1 所示是一个常用的 LED 驱动电源示意图,交流输入通过一个高功率因素整流输出一个较为稳定的直流母线(如 380 或 400V),通过一个带隔离的 DC/DC 变流器产生一个稳定的直流输出驱动多串 LED,利用线性电流源与每串 LED 串联,实现电流的均衡。电流源的结构参见图 1 的右半部分,其通过可控开关 M1、电阻 R 以及运算放大器 U0 实现。

[0004] 传统的后级开关电源调整方法,就是通过每个输出一个单独的 DC/DC 变流器,分别控制每串 LED 的输出电流,实现电流控制和相互的电流均衡,如图 2 所示。图 2 中的 DC/DC 变流器为由开关管 M2、电感 L、电容 C 和二极管 D 构成的典型降压变换器 (BUCK 电路)。从交流输入到最终输出,经过 PFC 以及 2 级 DC/DC 变换,总共 3 级变换,需要多个控制器、开关等,因此系统变换级数过多,系统成本高等缺点。

[0005] 为降低成本,也有一些基于电感或者电容等无源器件实现多个输出电流均衡的方法,通常都有电流均衡精度较差、需要额外的无源器件、系统循环能量大等缺点。

[0006] 同时,由于灯具接地或者考虑人体触摸可能,基于安全考虑以及系统设计的要求,通常驱动器需要实现输入输出之间的电气隔离,以满足安规的要求(如 UL60950-1 以及 IEC 相关安规要求),尤其是输入与电网侧有电气通路的情况下,包括电网频率下的漏电流要求以及直流隔离要求。通常,需要变压器实现输入输出之间的电气隔离,满足安规要求。如图 1 以及图 2 中,PFC 环节是非隔离的,与电网侧有直接电气连接,紧接着 PFC 的 DC/DC 变流器需要实现隔离。另外,由于输入输出电压的差别,也需要变压器来满足输入输出电压的匹配,如 DC/DC 的输入电压为 400V,输出 20V,通常的变流器拓扑增益有限(如 0.5),因此需要一个匝比为 10 的变压器得到需要的输出电压。但变压器通常体积较大,不利于小型化、

薄型化 (low profile) 等问题,高频化下效率较低等问题。

[0007] 因此,如何实现高效率、低成本、更小、更薄的多路恒流输出的电源变流器,依然存在很多的技术挑战。

实用新型内容

[0008] 本实用新型要解决的技术问题是,克服多路恒流输出的高成本、效率低、体积大等问题,提出一种基于串联谐振变流器的电路,在不增加电路额外器件的基础上,利用谐振电路自身的谐振电容实现多路恒流输出、安规隔离(无变压器方法实现安全隔离)以及高精度电流均衡,可实现低成本、高效率、驱动器的薄型化等,特别适用于多串 LED 驱动。

[0009] 为解决技术问题,本实用新型的技术方案是:

[0010] 提供一种电容隔离型多路恒流输出谐振式直流/直流变流器,包括:直流输入;原边拓扑,包含多个开关,与所述直流输入耦合,具有 2 个输出端,将所述直流输入在输出端口转换成一交流信号;谐振网络,接收所述交流信号,并将之输出到副边整流器;副边整流器,具有 2 个输入端,与所述谐振网络相耦合;并具有 2 个输出端,以驱动 2 路负载;所述谐振网络包括 2 个谐振支路,每个谐振支路均由 1 个谐振电容和 1 个谐振电感串联而成,每个谐振支路连接于所述原边拓扑的一个输出端以及副边整流器的一个输入端之间。

[0011] 作为一种改进,所述谐振网络中还包括 1 个共模电感。

[0012] 进一步地,本实用新型还提供了一种电容隔离型多路恒流输出谐振式直流/直流变流器,包括:直流输入;原边拓扑,包含多个开关,与所述直流输入耦合,具有 2 个输出端,将所述直流输入在输出端口转换成一交流信号;n 个相互并联的谐振网络,接收所述交流信号,并将之输出到各自对应的输出模块;n 个输出模块,各自包括一个副边整流器;所述副边整流器具有 2 个输入端,与所述 n 个谐振网络分别相耦合,并具有 2 个输出端以驱动 2 路负载;每个谐振网络均包括 2 个谐振支路,每个谐振支路均由 1 个谐振电容和 1 个谐振电感串联而成,每个谐振支路连接于所述原边拓扑的一个输出端以及副边整流器的一个输入端之间。

[0013] 作为一种改进,所述 n 个输出模块中,相邻的两组输出模块的相邻谐振电感之间两两耦合,实现多个输出之间的电流均衡。

[0014] 更进一步地,本实用新型还提供了一种电容隔离型多路恒流输出谐振式直流/直流变流器,包括:一个原边拓扑,包含多个开关,与一直流输入耦合,具有 2 个输出端,将所述直流输入在输出端口转换成一交流信号;至少 2 个输出模块,每个输出模块各自包括一个平衡电容、一个副边整流器以及至少一个共模电感的绕组;所述副边整流器具有 2 个输入端,与所述平衡电容及所述共模绕组串联后,连接到一谐振网络;副边整流器还具有 2 个输出端以驱动 2 路负载;一个谐振网络,包括 2 个谐振电容以及至少 1 个谐振电感,接收所述交流信号,并将之输出到各个输出模块;相邻的两组输出模块中,所述共模电感的绕组相互耦合,实现多个输出之间的电流均衡。

[0015] 作为一种改进,所述原边拓扑为对称半桥拓扑、全桥拓扑或者非对称半桥拓扑。

[0016] 作为一种改进,所述谐振电容为安规电容,实现输入输出隔离。

[0017] 作为一种改进,所述副边整流器为双输出全桥结构或双输出倍压结构。

[0018] 本实用新型中,所述原边拓扑中多个开关在开关频率小于一设定值时,开关的占

空比为 50%。在开关频率高于一设定值时,工作于间歇工作模式。

[0019] 本实用新型中,所述直流输入电压可基于反馈信号调节。

[0020] 本实用新型中,所述原边拓扑输出为一占空比 50%的交流信号。

[0021] 本实用新型的有益效果在于:

[0022] 本实用新型省去了传统的隔离变压器,简化了电路结构,降低成本,实现简单而高效的多路恒流源输出,特别适合用于多串 LED 的驱动。

附图说明

[0023] 图 1 是现有技术采用线性电流源方法实现 LED 串均流;

[0024] 图 2 是现有技术采用后级开关电源调整方法实现 LED 串均流;

[0025] 图 3 是传统半桥型串联谐振 DC/DC 变流器电路图;

[0026] 图 4 是图 3 所示传统串联谐振变流器输出电压增益曲线;

[0027] 图 5 是本实用新型一个具体实施例的演变示意图;

[0028] 图 6 是本实用新型一个实施例电路 100 的仿真波形图;

[0029] 图 7 是本实用新型的另一具体实施例;

[0030] 图 8 是本实用新型多个实施例示意框图;

[0031] 图 9 是本实用新型带共模电感的一个实施例;

[0032] 图 10 是本实用新型应用于多路输出的一个具体实施例;

[0033] 图 11 是本实用新型应用于多路输出的另一具体实施例;

[0034] 图 12 是本实用新型所示实施例的一种控制策略;

[0035] 图 13 是本实用新型所示实施例的另一种控制策略。

具体实施方式

[0036] 本实用新型旨在提出一种低成本、高性能的隔离型多路恒流输出谐振变流器(也可称为电源),特别适合驱动多串 LED 负载,在不增加额外器件的基础上,实现相互之间的电流均衡,并实现无变压器的电气隔离,使得变流器以克服现有技术的缺陷。

[0037] 以下结合附图对本实用新型做详细的描述。通过对本实用新型具体实施例的描述,可以更加易于理解本实用新型的特征和细节。

[0038] 为实现电源小型化,高频化工作是提高其功率密度的一个重要方法,在高频工作下为维持较高的变换效率,软开关变流器拓扑尤其是谐振型变流器拓扑有独特的优势。

[0039] 以图 3 所示一个传统的半桥型串联谐振 DC/DC 变流器为例,其原边拓扑(包含多个开关,也可称为原边变换器或者原边拓扑结构)是半桥,副边是全桥整流,原副边采用变压器隔离,实现一个直流输出,其输入简化为一直流(可以是图 1 或者图 2 所示 PFC 的直流输出)。本领域技术人员知道,其原边也可以是全桥结构;副边整流也可以是倍压结构或者全波结构。图 4 是其输出电压增益曲线(输出电压增益与频率的关系)。

[0040] 图 5 所示为本实用新型的一个具体实施例的具体演化过程,用于说明本实用新型基于传统的串联谐振变流器拓扑如何利用其谐振电容实现隔离以及实现 2 路电流均衡输出。

[0041] 基于本领域的常识,由于串联谐振电路中,谐振电感 L_r 可以是外部的独立电感,

也可以是变压器的漏感或者两者的结合,因此变压器的漏感可以被充分利用,变压器可以简单等效为理想变压器(仅有电压变比的作用)。在输出电压不大于输入电压的情况下(变压器匝比 $n > 1$),基于图 4 所示串联谐振电路输出电压增益曲线,增加开关频率,可以降低其增益,变压器的电压变比可以通过开关频率的调节来实现,这样,在不考虑电气隔离的情况下,电路可等效为图 5(B) 所示电路。在此基础上,通过将谐振电容 C_r 拆分为 2 个(C_{r1} 以及 C_{r2} , 电容量是原先 C_r 的 2 倍),同时,将谐振电感 L_r 拆分为 2 个相等的谐振电感 L_{r1} 与 L_{r2} (其电感量为 L_r 的一半),实现阻抗的匹配,如图 5 中(C) 所示。在 C_{r1} 与 C_{r2} 串联后的容值与原先的 C_r 一致, L_{r1} 与 L_{r2} 串联后的电感量与原先 L_r 一致,因此电路的工作安全一致。由于电容自身具有直流隔离作用,为实现满足安规要求(电网输入到输出的隔离),通过谐振电容 C_{r1} 以及 C_{r2} 容量的选择,可以满足安规的电网频率下的漏电流要求,因此,图 5 中(C) 所示无变压器的串联谐振电路具备了直流隔离以及输入电网侧与输出隔离的功能, C_{r1} 与 C_{r2} 不但具有谐振电容原先的功能,同时也具备输入输出侧安规隔离的功能。图 5(C) 中虚线所示为电路的隔离点,就是以谐振电容为隔离分界线,虚线左边相当于原边侧(输入侧),右边相当于副边侧(输出侧)。在后续说明书中,均同理,不再重复叙述。

[0042] 最后,通过将输出侧的全桥整流器 D_{r1} 以及 D_{r2} 的连接点断开,形成 2 个输出,同时将输出电容 C_o 拆分为 C_{o1} 以及 C_{o2} 分别用于 2 个输出的滤波,如图 5(D) 中所示(电路 100),这就是本实用新型的一个具体实施例,实现无变压器隔离以及 2 路电流均衡输出。

[0043] 电路 100 原边为半桥结构,副边整流器也是一种全桥结构。具体实施方式如下:电路 100 的第一谐振电感 L_{r1} 的第一端直接耦接至原边拓扑的输出端,即第一晶体管 $Q1$ 和第二晶体管 $Q2$ 的串联耦接点,其第二端耦接至第一谐振电容 C_{r1} 的第一端。第一谐振电容 C_{r1} 的第二端耦接至全桥结构的第一二极管 D_{r1} 阳极和第四二极管 D_{r4} 阴极的耦接点,第一二极管 D_{r1} 的阴极作为一路输出端。第二谐振电感 L_{r2} 的第一端接至电源输入的负极与下管 $Q2$ 的 S 极的耦接点,其第二端接至第二谐振电容 C_{r2} 的第一端。第二谐振电容 C_{r2} 的第二端耦接至第二二极管 D_{r2} 阳极和第三二极管 D_{r3} 阴极的耦接点,第二二极管 D_{r2} 的阴极作为另一路输出端。

[0044] 概括而言讲,图 5D 所示副边整流器(或者输出整流器),为一双输出全桥整流结构(以下也简称全桥结构或双输出全桥结构),包括第一二极管、第二二极管、第三二极管、第四二极管、第一输出电容和第二输出电容;其中所述第一二极管的阴极和所述第四二极管的阳极耦接在一起,作为所述副边整流器的第一输入端;所述第二二极管的阴极和所述第三二极管的阳极耦接在一起,作为所述副边整流器的第二输入端;所述第一二极管的阴极作为所述副边整流器的第一输出端;所述第二二极管的阴极作为所述副边整流器的第二输出端;所述第一输出电容耦接在所述副边整流器的第一输出端和副边参考地之间;所述第二输出电容耦接在所述副边整流器的第二输出端和副边参考地之间。

[0045] 电路 100 在原边开关管 $Q1$ 开通的半周期,电流经由谐振网络的第一谐振电感 L_{r1} 和第一谐振电容 C_{r1} ,第一二极管 D_{r1} 、第二输出电容 C_{o2} 、第二 LED 串 $LED2$ 、第三二极管 D_{r3} 、第二谐振电容 C_{r2} 和第二谐振电感 L_{r2} 形成电流回路;在原边开关管 $Q2$ 开通的半周期,电流经由谐振网络的第二谐振电感 L_{r2} 、第二谐振电容 C_{r2} 、第二二极管 D_{r2} 、第一输出电容 C_{o1} 、第一 LED 串 $LED1$ 、第四二极管 D_{r4} 、第一谐振电容 C_{r1} 和第一谐振电感 L_{r1} 形成电流回路。在上述两个过程中,流过谐振电容 C_{r1} 、 C_{r2} 的电流方向相反。因此,可以将谐振电

容 C_{r1} 和 C_{r2} 作为实现电流均衡的平衡电容。根据电荷平衡规律,在上述两开始时刻和结束时刻,谐振电容 C_{r1} 和 C_{r2} 上电荷变化量为零。因此,若原边开关管 $Q1$ 和 $Q2$ 的导通时间设置为相匹配,则电路 100 可以实现第一 LED 串 LED1 和第二 LED 串 LED2 的电流均衡。谐振电容 C_{r1} 和 C_{r2} 串联在谐振网络中,如图 5(D) 所示,同时能够起到输入输出之间的隔离作用。为满足安规隔离的耐压及绝缘间距的要求,谐振电容 C_{r1} 和 C_{r2} 应选择安规电容,在特殊绝缘与耐压的要求下,谐振电容 C_{r1} 和 C_{r2} 可采用安规电容,如 Y1 电容或者 Y2 电容。

[0046] 电路 100 的工作波形如图 6 所示,图 6(A) 显示在两路输出电压均等情况下的波形,图 6(B) 显示两路输出电压不相等的情况下的波形。基于电容电荷平衡的原理,不管 2 路输出电压是否相等,电路均能够保证两路输出电流均衡,差别在于当两路输出电压相等时,谐振电容 C_{r1} 和 C_{r2} 上的直流电压分量之和是输入电压的一半,而当两路输出电压不相等时,谐振电容 C_{r1} 和 C_{r2} 上的直流电压分量之和是输入电压与两路输出电压差值之和的一半。

[0047] 在图 5D 所示的实施例中,其谐振电感 L_r 可以在谐振电容的左边(原边侧),也可以将谐振电感在谐振电容的右边(副边侧)。这不影响电路的工作和本实用新型的实质。

[0048] 图 7 所示电路 200 是本实用新型的第二个实施例,其原边仍采用半桥拓扑,其副边整流器(输出整流器)为一双输出倍压整流结构(以下也简称倍压结构或双输出倍压结构),包括第一二极管、第二二极管、第一输出电容和第二输出电容,其中所述第一输出电容和所述第二输出电容串联耦接在一起,其串联耦接点作为所述副边整流器的第一输入端;所述第一二极管的阳极和所述第二二极管的阴极耦接在一起,其共同耦接点作为所述副边整流器的第二输入端;所述第一输出电容的另一端和所述第一二极管的阴极耦接在一起,其共同耦接点作为所述副边整流器的第一输出端;所述第二输出电容的另一端和所述第二二极管的阳极耦接在一起,其共同耦接点作为所述副边整流器的第二输出端。图 7 中,两个二极管 D_{r1} 以及 D_{r2} 串联的中点以及两个输出电容(C_{o1} 以及 C_{o2}) 相串联的中点构成副边整流器(输出整流器)的两个输入端。两个串联的谐振电容 C_{r1}, C_{r2} 仍然具有均流以及输入输出侧隔离的作用。同样,其谐振电感 L_r 可以在谐振电容的左边(原边侧),也可以将谐振电感在谐振电容的右边(副边侧)。这不影响电路的工作和本实用新型的实质。具体实施过程与电路 100 类似,不再赘述。

[0049] 图 5(D) 以及图 7 所示实施例中,原边拓扑均以半桥为例,本领域技术人员知道,其原边拓扑可以是全桥、对称半桥或者非对称半桥拓扑,副边整流器可以是双输出全桥结构(或者称为桥式结构)或者双输出倍压结构,如图 8 所示,是本实用新型实施例的一个概括示意图,包括 3 个部分,原边拓扑(包含多个开关,也可称为原边拓扑结构),具有 2 个输出端 A 和 B,2 个输入端口 $a1$ 和 $b1$ 接受输入直流信号,通过开关动作,将输入的直流信号在输出端口 A 和 B 上转变为交流信号,其输出的高频交流信号输入到谐振网络,谐振网络的 2 个输出端连接到副边整流器的 2 个输入端($a2$ 以及 $b2$),形成 2 路电流均衡输出,驱动 2 路负载。谐振网络是个 4 端口网络,包括 2 个谐振电感以及 2 个谐振电容,分别串联后形成 2 条谐振支路(LC 谐振支路),分别连接在一个原边拓扑的输出端与一个副边整流器的输入端之间,即图中的 A 与 $a2$ 、B 与 $b2$ 之间,用于隔离、电流均衡以及能量传送。可以对图 8 所示的不同的原边拓扑、副边整流器进行不同组合,产生不同的实施例,此处不再穷举。

[0050] 在图 4、图 7 以及图 8 所示的副边整流结构中整流开关用二极管表示。但本领域

技术人员可以知道,为提高效率,二极管整流器可以被同步整流器(MOSFET)取代,同步整流MOSFET的漏极与源极分别连接于相应的整流二极管的阴极与阳极。关于同步整流管的驱动,相关内容超过本实用新型所针对的主题。为叙述简明,有关同步整流的控制及其驱动不再详述,均以二极管整流为例进行叙述。

[0051] 当LED驱动器应用于输入接地或者输出接地场合,或者输入输出侧隔离的漏电流要求特别严格的情况下,可以在图8所示的谐振网络中串入共模电感,如图9所示。共模电感CM的存在,使得对地共模阻抗很大,对传递能量的差模电流阻抗很小,从而有效抑制对地共模电流或者漏电流,但对正常电路工作没有影响。

[0052] 在上述实施例中,作为示意,谐振电感或者共模电感均在原边侧(输入侧),本领域技术人员应该知道,这些元件与谐振电容属于串联关系,其与谐振电容的相对位置的变化(无论在原边侧或者副边侧)不影响其工作及本实用新型实质。

[0053] 图5D、图7以及图8所示实施例可以方便地拓展到多路输出的场合。如图10所示,副边整流器仍然以双输出全桥结构为例。利用谐振电感之间的相互耦合,实现多个输出之间的电流均衡。对 m (m 为自然数)多个输出模块,可以实现 $2m$ 个输出。每个输出模块,包括一个谐振网络以及一个副边整流器(输出整流器),两者串联藕接,如图10所示,随后形成2个输出,驱动2路负载。每个输出模块并联于原边拓扑的2个输出端。各个模块之间,通过谐振电感的耦合实现均流,如第一个模块的 L_{r2} 与第2个模块的一个谐振电感 L_{r3} 耦合,即 $L_r(2i)$ 与 $L_r(2i+1)$ 相互耦合,实现各个输出模块之间的电流均衡。每个模块内的均衡均通过2个串联的谐振均衡电容实现,其实质与图7所示实施例完全一致。多个模块之间的均衡则通过谐振电感的耦合实现,这样耦合电感也同时实现了功能的复用,即是串联谐振电路的谐振电感,同时也是多个输出模块之间的均衡电感。

[0054] 图11所示是本实用新型在多路输出的另一具体实施例,包含多个输出模块,利用电容实现隔离,利用耦合电感实现输出模块间的隔离。相对图10所示的实施例,其可以大大减少隔离电容的数量,有助于降低漏电流,更好地满足安规要求。在此实施例中,副边整流器仍然以双输出全桥结构为例。将谐振电感可以在谐振电容的右侧(如图11),也可以在其左侧,可以是1个,也可以是2个分部在上下两条支路中,如图8中所示。每个副边整流器(输出整流器)的2个输入端,与一个平衡电容 C_{bi} (i 指代第 i 个模块)、至少一个共模电感绕组相串联后,形成新的2个输入端,并联于谐振网络的2个输出端口。副边整流器(输出整流器)、平衡电容 C_b 以及所串联的共模电感绕组,组成一个输出模块。以图11中输出模块1为例,原先副边整流器(输出整流器)的2个输入端 a_2 和 b_2 ,经过平衡电容 C_{b1} 以及共模电感 CM_1 形成2个新的输入端 a_2' 以及 b_2' 。并联在谐振网络的2个输出端口。谐振网络的2个输入端口与以前的实施例一致,连接在原边拓扑的输出端口A、B上。每个输出模块与相邻的输出模块通过共模电感相互耦合,如输出模块1与输出模块2耦合;输出模块2需要与输出模块1以及模块3耦合。可以实现多个输出模块之间的电流均衡。每个输出模块中串入一个平衡电容 C_{bi} (i 为自然数),由于容值较大,与谐振电容串联,不影响电路的谐振,可用于均衡每个输出模块中的2个输出电流。这样就实现了所有输出之间的电流均衡。

[0055] 当输出电压与输入电压相差较大时,由于没有变压器的变比作用,需要将频率提高到电路谐振频率的好几倍才能满足输出电压的要求。过高的频率会造成严重的开关损耗

和 EMI 问题,为进一步提高其效率、限制开关频率过高,如图 8 所示的实施例中,可以采用图 12 所示的控制方法。即在频率达到上限以前,通过调节开关频率(调频工作)来调节输出;达到上限后,通过间歇工作模式调节输出,此时开关频率相对固定在频率上限。

[0056] 图 12 中所示反馈信号可以是基于系统要求的任何需要控制的电信号,如输出电流、输出电压等。通过反馈信号与基准信号比较及反馈补偿环节(如 PI 或者 PID 等)产生一个控制信号。基于控制信号来控制原边拓扑中的各开关,使得反馈信号与基准保持一致。在图 12 所示实施例中,控制信号越小,开关频率越高,原边拓扑的多个开关呈现 50% 的互补开关,在原边拓扑的输出端 AB 上产生一个占空比约为 50% 左右的方波(实际电路中,由于开关非理想,需要死区时间等,可略有偏差,但对本领域技术人员而言,这是公知常识)。当达到下限 BST1 时,频率达到上限,电路进入间隙工作模式(BURST 工作模式)。如控制信号继续降低到下限 BST2 时,BURST 控制信号输出低,开关的驱动被关闭,输入不再向输出传送能量。随着输入能量的降低,控制信号继续升高,当其碰到上限 BST1 时,BURST 控制信号为高,开关再次工作,输入向输出传送能量,在 AB 上间歇输出占空比 50% 左右的方波,此时开关频率被限定在 f_{limit} 附近。

[0057] 应当指出,图 12 所示实施例仅为说明控制的思想,并不是唯一或者穷举。本领域技术人员应该清楚,可以有其他的不同的实施方式达到同样的效果,如改变控制电压的极性等(控制信号越高开关频率越高),但这些均不违背本实用新型的实质内容。

[0058] 图 13 所示为本实用新型为解决输入输出电压差别较大情况下的另一实施例及其控制方法。与图 8 相比,增加了一个输入的前级 DC/DC 变流器 300。基于反馈,通过前级变流器的输出电压(即调节原边拓扑的输入电压),原边拓扑中各开关工作在 50% 占空比,频率可以在一个较优化的范围内变换或者固定一个确定值。前级变流器 300 一般是非隔离的 DC/DC 变流器,如 BUCK、BOOST、BUCK-BOOST、SEPIC 或者 ZETA 等本领域熟知的非隔离型电路,这里不再详细描述。图 12 的实施例中,输出电压可以小于、也可以大于输入电压,取决于 DC/DC 变流器 300 的输出电压。需要注意的是,前级 DC/DC 变流器 300 的输入电压可以具有较大的纹波,如正弦半波信号。

[0059] 总而言之,无论上文说明如何详细,还有可以有多种方式实施本实用新型,说明书中所述的只是本实用新型的具体实施例。凡根据本实用新型精神实质所做的等效变换或修饰,都应涵盖在本实用新型的保护范围之内。

[0060] 本实用新型实施例的上述详细说明并不是穷举的或者用于将本实用新型限制在上述明确的形式上。在上述以示意性目的说明本实用新型的特定实施例和实例的同时,本领域技术人员将认识到可以在本实用新型的范围内进行各种等同修改。

[0061] 本实用新型这里所提供的启示并不是必须应用到上述系统中,还可以应用到其它系统中。可将上述各种实施例的元件和作用相结合以提供更多的实施例。

[0062] 可以根据上述详细说明对本实用新型进行修改,在上述说明描述了本实用新型的特定实施例并且描述了预期最佳模式的同时,无论在上文中出现了如何详细的说明,也可以许多方式实施本实用新型。上述电路结构及其控制方式的细节在其执行细节中可以进行相当多的变化,然而其仍然包含在这里所公开的本实用新型中。

[0063] 如上述一样应当注意,在说明本实用新型的某些特征或者方案时所使用的特殊术语不应当用于表示在这里重新定义该术语以限制与该术语相关的本实用新型的某些特定

特点、特征或者方案。总之，不应当将在随附的权利要求书中使用的术语解释为将本实用新型限定在说明书中公开的特定实施例，除非上述详细说明部分明确地限定了这些术语。因此，本实用新型的实际范围不仅包括所公开的实施例，还包括在权利要求书之下实施或者执行本实用新型的所有等效方案。

[0064] 在下面以某些特定权利要求的形式描述本实用新型的某些方案的同时，实用新型人仔细考虑了本实用新型各种方案的许多权利要求形式。因此，实用新型人保留在提交申请后增加附加权利要求的权利，从而以这些附加权利要求的形式追述本实用新型的其它方案。

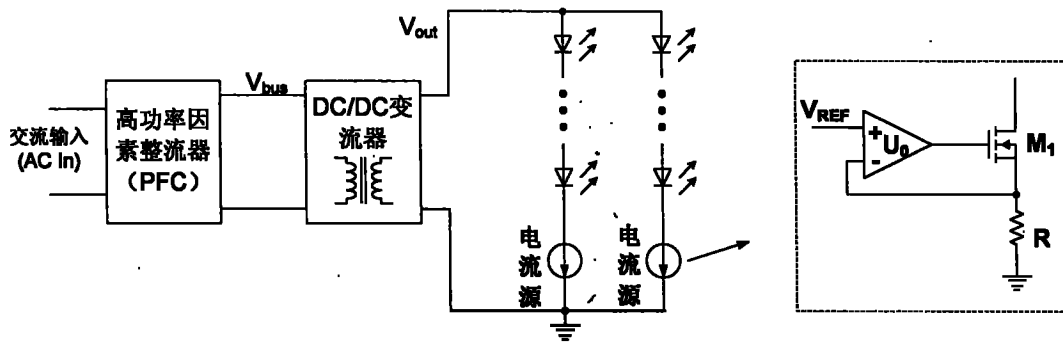


图 1

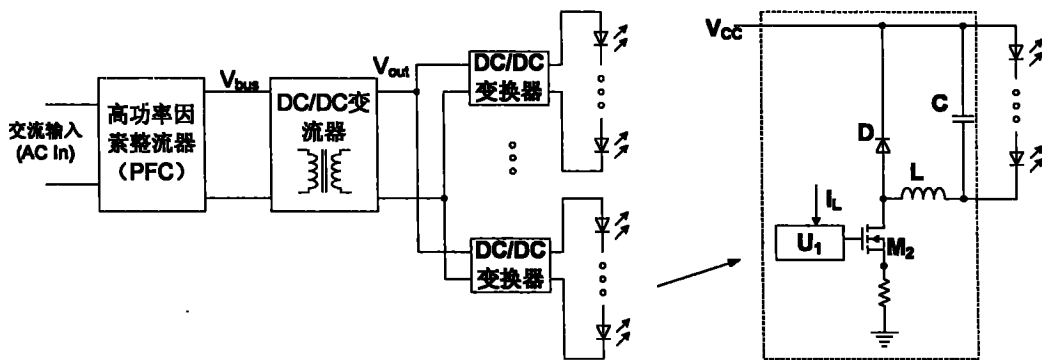


图 2

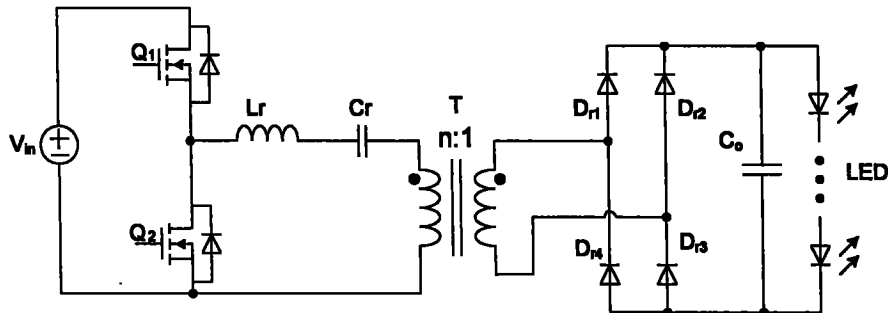


图 3

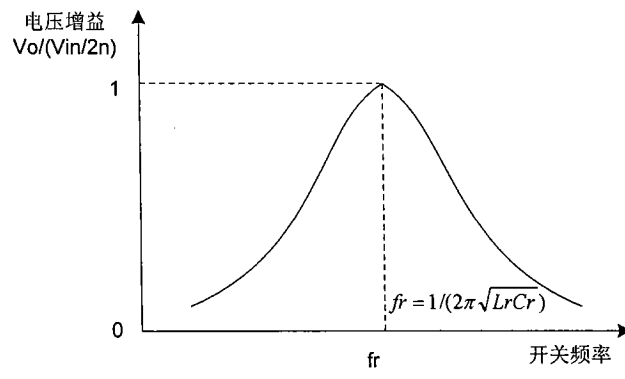


图 4

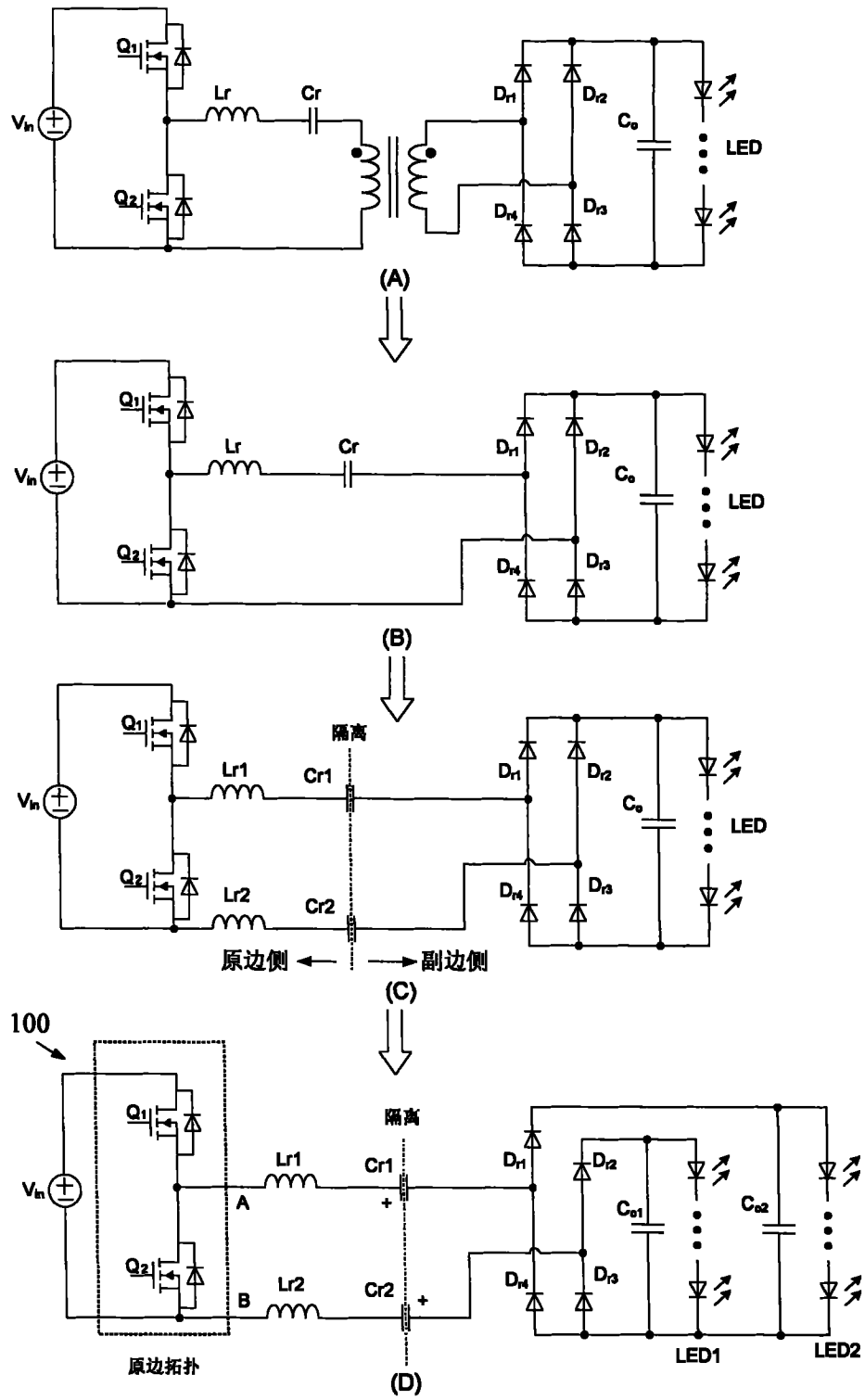


图 5

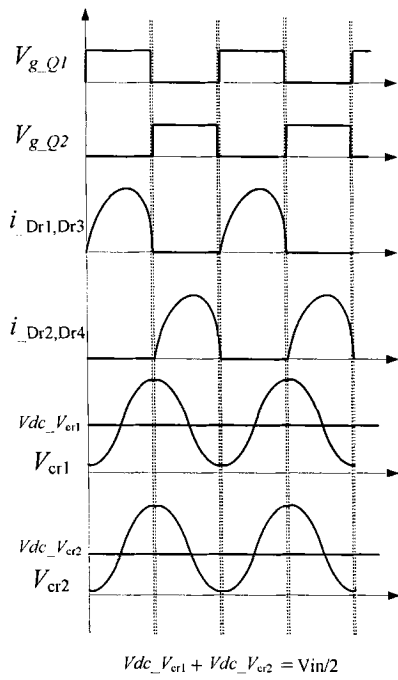


图 6 (A)

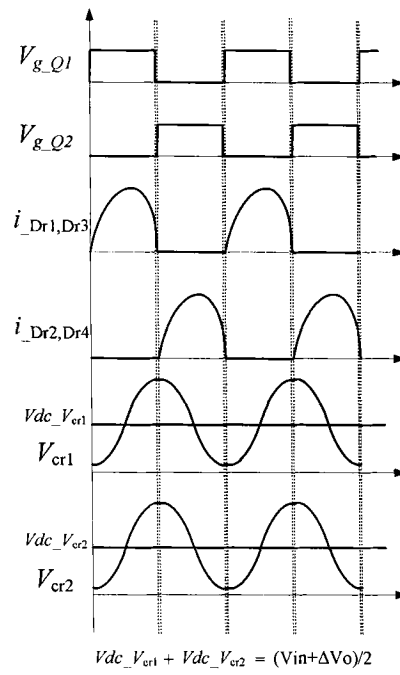


图 6 (B)

图 6

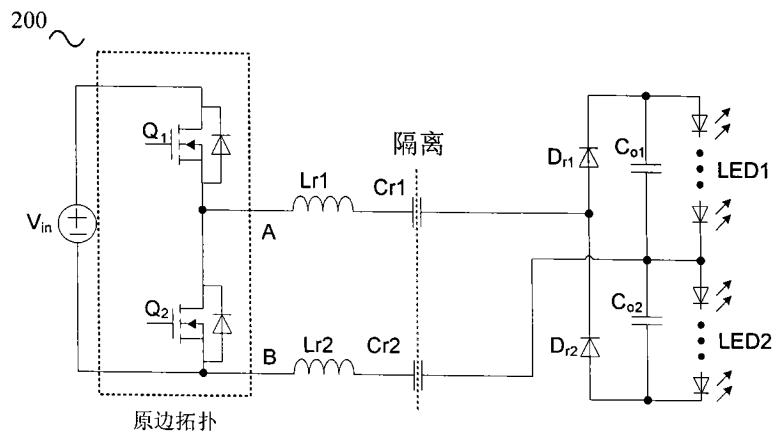


图 7

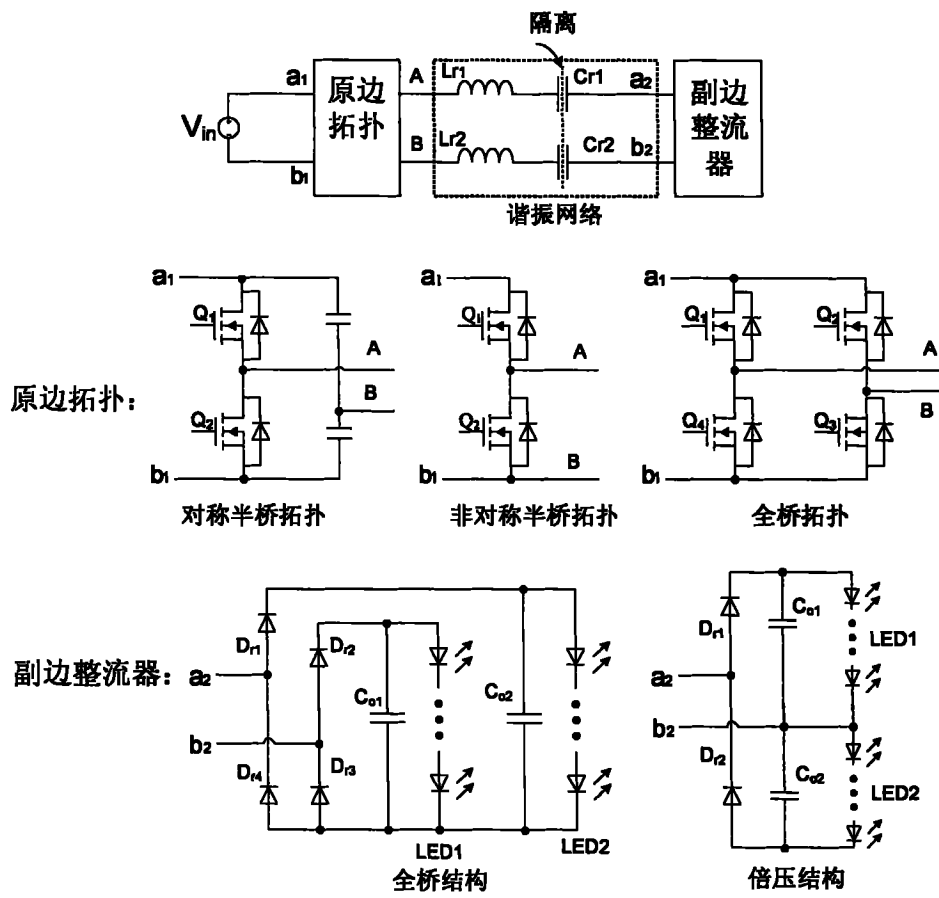


图 8

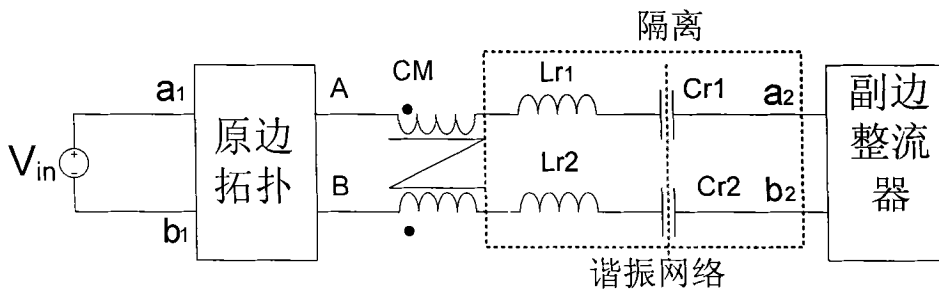


图 9

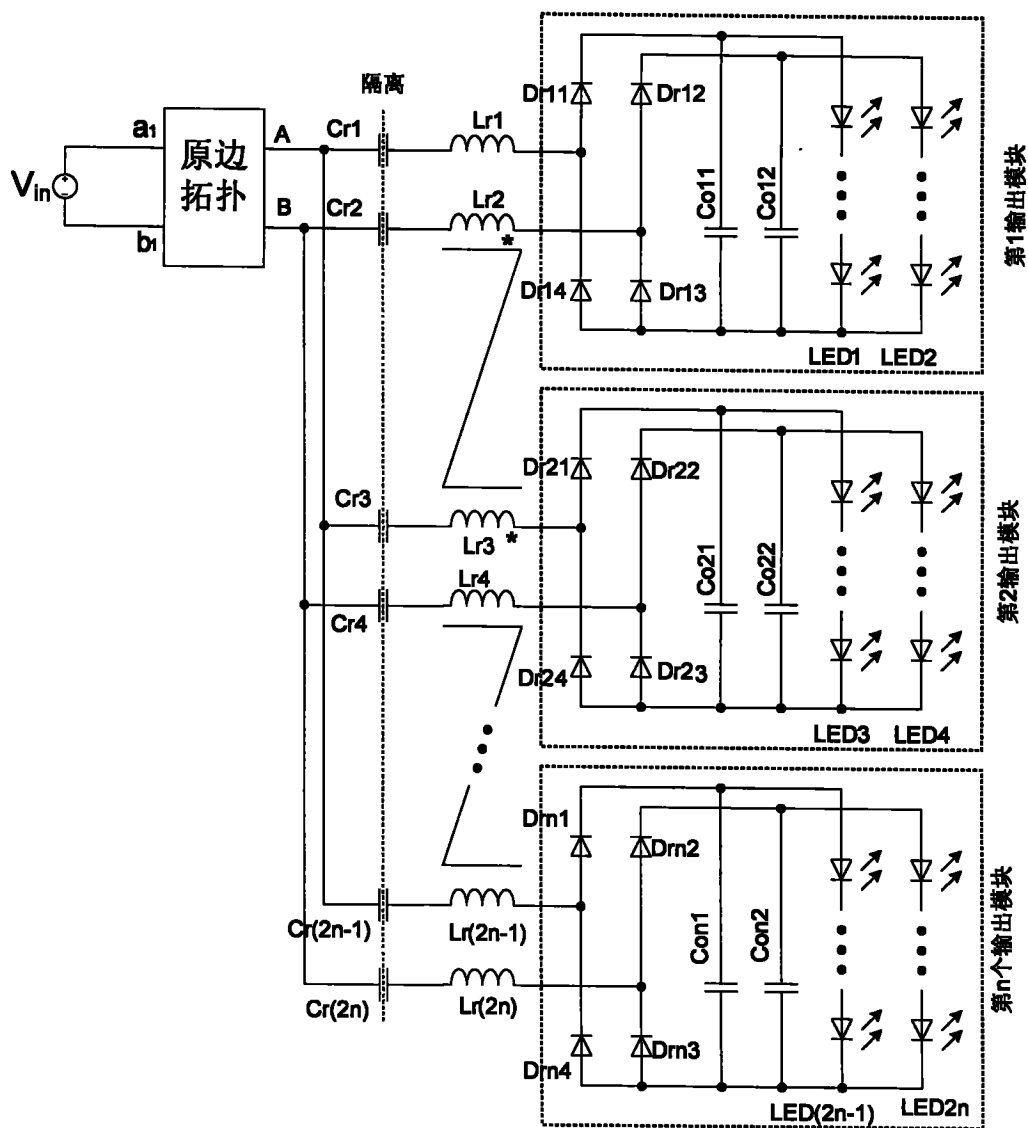


图 10

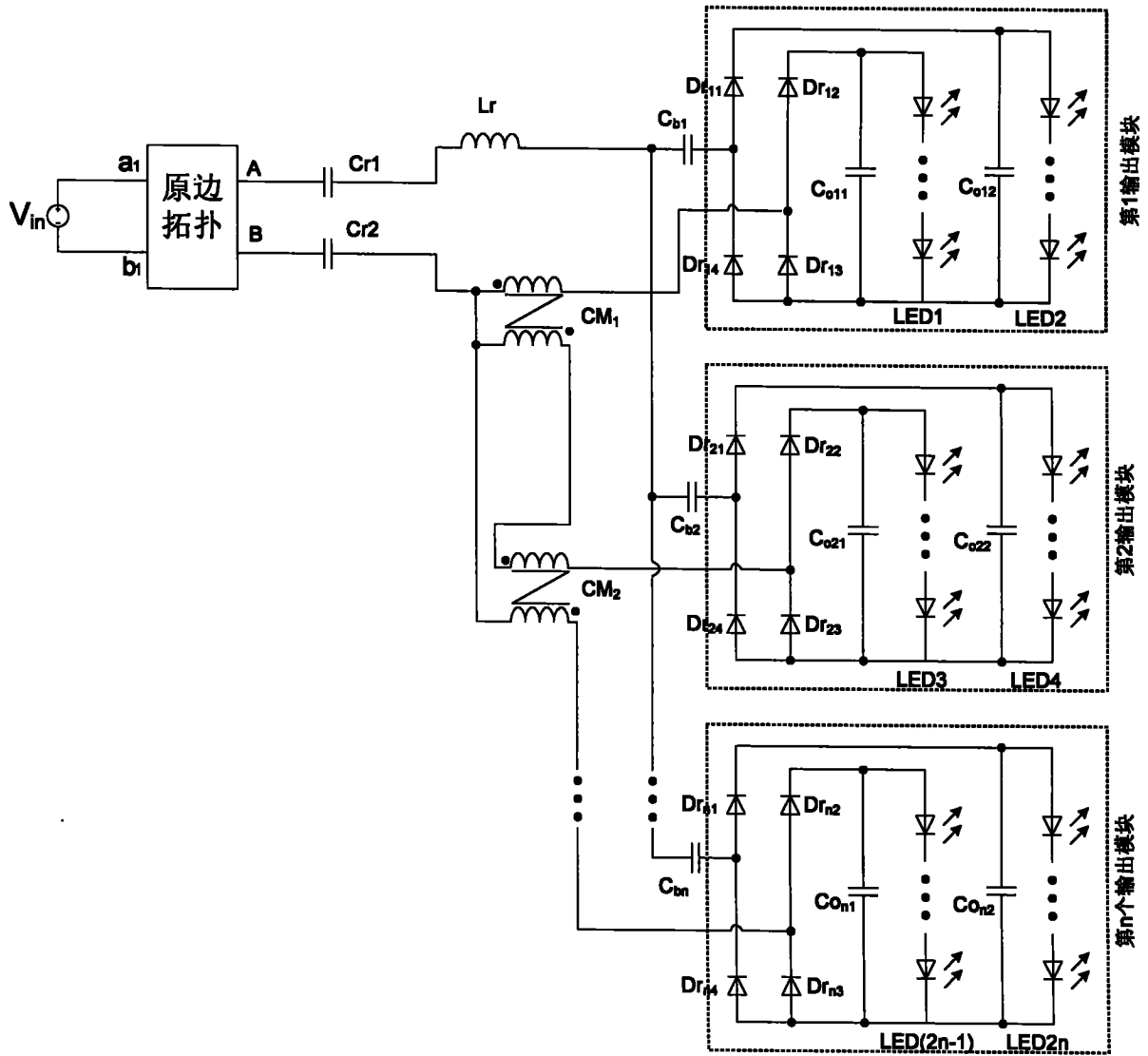


图 11

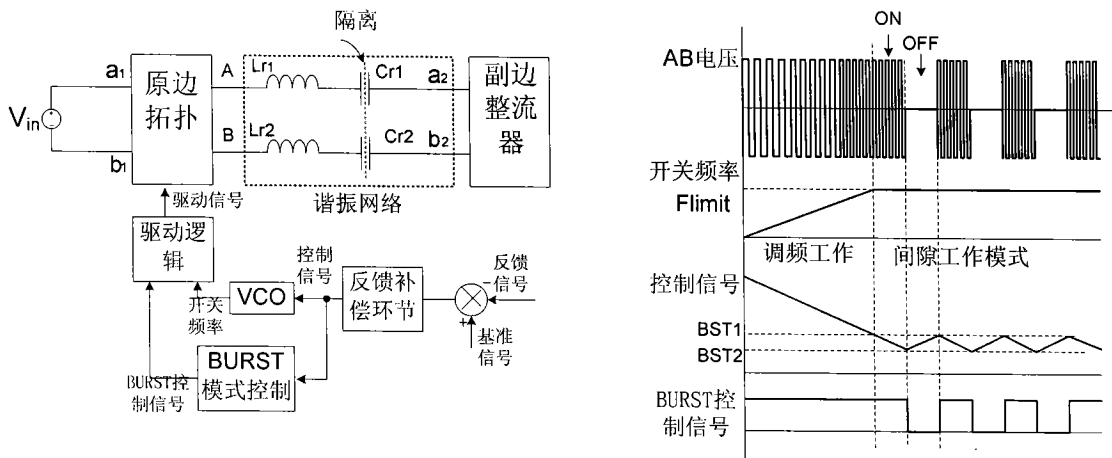


图 12

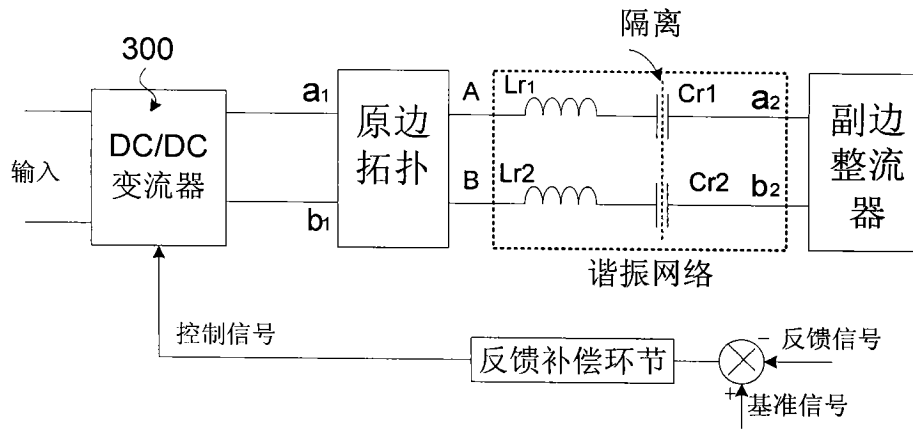


图 13