



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102843028 A

(43) 申请公布日 2012. 12. 26

(21) 申请号 201210183689. 7

(22) 申请日 2012. 06. 06

(30) 优先权数据

2011-136324 2011. 06. 20 JP

(71) 申请人 富士电机株式会社

地址 日本神奈川县

(72) 发明人 藤井干介

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

代理人 张鑫

(51) Int. Cl.

H02M 3/07(2006. 01)

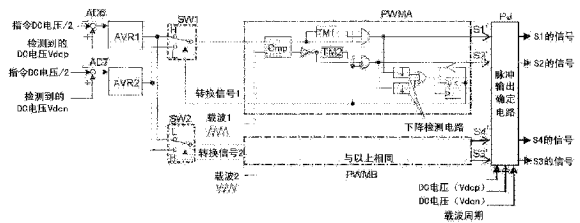
权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 6 页

(54) 发明名称

DC 电源系统

(57) 摘要

本发明的目的在于, 提供通过具有串联连接开关元件的电路来传递具有中性点且高于单个 DC 电源的输入电压的 DC 输出的 DC 电源系统。本发明的 DC 电源系统已解决了正端子和中性点之间的电压与负端子和中性点之间的电压不均衡的问题。该 DC 电源系统包括四个串联连接的开关元件、与四个开关元件中内侧的两个开关元件并联连接的 DC 电源和电抗器的串联连接电路、以及与串联连接的四个开关元件并联连接的两个串联连接的电容器。从串联连接电容器的两个末端传递 DC 输出。在操作控制 DC 电源系统时, 将中性点和正端子之间的电容器电压与中性点和负端子之间的电容器电压作比较, 并且操作四个开关元件以均衡两个电容器电压。



1. 一种升压型 DC 电源系统,包括:

各自具有反并联连接二极管的串联连接的第一至第四开关元件、其一端连接到所述串联连接的第一开关元件和第二开关元件之间的点的第一电抗器、其一端连接到所述串联连接的第三开关元件和第四开关元件之间的点的第二电抗器、其一端连接到所述第一电抗器的另一端而其另一端连接到所述第二电抗器的另一端的 DC 电源、与所述串联连接的第一开关元件和第二开关元件并联连接的第一电容器、以及与所述串联连接的第三开关元件和第四开关元件并联连接的第二电容器;

所述 DC 电源系统的 DC 输出电压是所述第一电容器和所述第二电容器的串联连接电路的电压,并且所述 DC 电源系统具有在所述第一电容器的一端处的正端子、在所述第一电容器和所述第二电容器的串联连接点处的中性端子、以及在所述第二电容器的一端处的负端子的输出端子;

所述 DC 电源系统在第一模式和第二模式中操作,其中

所述第一模式:

在所述第一电容器两端的电压和所述第二电容器两端的电压低于所述 DC 电源的电压、所述第一和第二电抗器中的电流以非连续模式流动、以及所述第一电容器两端的电压高于所述第二电容器两端的电压的条件下,

通过以下的过程进行操作:所述第二开关元件导通以使电流连续地流过所述 DC 电源、所述第一电抗器、所述第二开关元件、所述第二电容器、所述第四开关元件的二极管、以及所述第二电抗器,随后所述第二开关元件截止从而将所述第一和第二电抗器中所存储的磁能传送到所述第一和第二电容器以对所述电容器充电,并且随后所述第一和第四开关元件导通以使所述第一电容器放电到处于所述第二开关元件导通之前的值的电压;以及

所述第二模式:

在除所述第一电容器两端的电压低于所述第二电容器两端的电压以外与所述第一模式相同的条件下,

除所述第三开关元件代替所述第二开关元件导通和截止而所述第四开关元件代替所述第一开关元件导通和截止以外通过与所述第一模式相同的过程进行操作。

2. 一种升压型 DC 电源系统,包括:

各自具有反并联连接二极管的串联连接的第一至第四开关元件、其一端连接到所述串联连接的第一开关元件和第二开关元件之间的点的第一电抗器、其一端连接到所述串联连接的第三开关元件和第四开关元件之间的点的第二电抗器、其一端连接到所述第一电抗器的另一端而其另一端连接到所述第二电抗器的另一端的 DC 电源、与所述串联连接的第一开关元件和第二开关元件并联连接的第一电容器、与所述串联连接的第三开关元件和第四开关元件并联连接的第二电容器、各自具有与所述串联连接的第一和第二电容器并联连接的反并联连接二极管的串联连接的第五开关元件和第六开关元件、连接在所述第一和第二电容器的串联连接点与所述第五和第六开关元件的串联连接点之间的第三电抗器;

所述 DC 电源系统的 DC 输出电压是所述第一电容器和所述第二电容器的串联连接电路的电压,并且所述 DC 电源系统具有在所述第一电容器的一端处的正端子、在所述第一电容器和所述第二电容器的串联连接点处的中性端子、以及在所述第二电容器的一端处的负端子的输出端子;

所述 DC 电源系统在第三模式、第五模式、第四模式、以及第六模式中操作,其中所述第三模式:

在所述第一电容器两端的电压和所述第二电容器两端的电压低于所述 DC 电源的电压、所述第一和第二电抗器中的电流以连续模式流动、以及所述第一电容器两端的电压高于所述第二电容器两端的电压的条件下,

通过以下的过程进行操作:其中所述第一开关元件和所述第二开关元件交替地导通和截止、且所述第二开关元件的导通时间长于所述第一开关元件的导通时间,以及所述第三开关元件和所述第四开关元件交替地导通和截止、且所述第四开关元件的导通时间长于所述第三开关元件的导通时间;

所述第五模式在与所述第三模式相同的条件下且通过与所述第三模式相同的过程进行操作,不同之处在于当所述第一开关元件的导通时间或所述第三开关元件的导通时间不存在、且所述第一电容器两端的电压和所述第二电容器两端的电压彼此不同时,使所述第五开关元件的导通时间长于所述第六开关元件的导通时间、且使所述第一开关元件和所述第四开关元件的导通时间等于所述第二开关元件和所述第三开关元件的导通时间;

所述第四模式在除所述第一电容器两端的电压低于所述第二电容器两端的电压以外与所述第三模式相同的条件下,

通过以下的过程进行操作:其中所述第一开关元件和所述第二开关元件交替地导通和截止、且所述第一开关元件的导通时间长于所述第二开关元件的导通时间,以及所述第三开关元件和所述第四开关元件交替地导通和截止、且所述第三开关元件的导通时间长于所述第四开关元件的导通时间;以及

所述第六模式在与所述第四模式相同的条件下且通过与所述第四模式相同的过程进行操作,不同之处在于当所述第一电容器两端的电压和所述第二电容器两端的电压彼此不同时,甚至在所述第一开关元件或所述第三开关元件具有最大导通时间的情况下,使所述第六开关元件的导通时间长于所述第五开关元件的导通时间。

DC 电源系统

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本申请基于 2011 年 6 月 20 日提交的日本专利申请 No. 2011-136324 并要求其优先权,该申请的内容通过引用结合于此。

[0003] 本发明的背景

技术领域

[0004] 本发明涉及将诸如电池之类的 DC 电源的 DC 电压升压到具有中性点的 DC 电压的 DC 电源系统,这些 DC 电源系统包括例如不间断电源系统(UPS)、太阳能发电系统、以及燃料电池。本发明具体涉及使设置在 DC 电源系统的 DC 输出侧中的串联连接电容器电路中一电容器两端的电压和另一电容器两端的电压之间保持均衡的控制系统。

背景技术

[0005] 图 8 是采用专利文献 1 中所公开的常规技术的 DC 电源系统的电路图。主电路包括用于供应 DC 功率的 DC 电源 8、电抗器 1、开关元件 2A 和 2B、二极管 3AD 和 3BD、以及输出电容器 4A 和 4B。开关元件 2A 和 2B 执行开关操作来获取电容器 4A 两端和电容器 4B 两端的期望电压,从而向负载 9 供应比 DC 电源 8 的电压高的 DC 输出电压。该电路构造的控制操作通过使用由两个磁耦合绕组构成的电抗器 1 对具有移相角的开关元件 2A 和 2B 进行导通-截止控制来执行。该控制系统减少通过电抗器 1 的电流中的波纹,从而构造小尺寸且低成本的设备,这是通过控制系统实现的目的。控制系统的细节在专利文献 1 中进行了描述,并且因此在此予以省略。该电路是用于将来自 DC 电源 8 的功率供应到负载 9 的单向升压斩波电路。然而,该电路还变成用于通过将反并联连接的开关元件添加到二极管 3AD 和 3BD 以将来自负载 9 的功率回收到 DC 电源 8 的双向升压斩波电路。

[0006] [专利文献 1]

[0007] 日本未经审查的专利申请公开 No. 2002-295228

[0008] 当专利文献 1 的斩波器连接到诸如不间断电源系统(UPS)之类的三级逆变器时,该逆变器(即,DC-AC 转换电路)连接到在电容器 4A 和 4B 两端的斩波器、以及两个电容器之间的串联连接点。由于半导体元件的电压降的分散、电路组件的阻抗、以及选通信号、并且由于逆变器引起 DC 功率的不均衡,电容器 4A 两端的电压和电容器 4B 电路的电压变得不均衡。该不均衡导致过大的电压或不足的电压,该电压可引起操作的中断。

发明内容

[0009] 因此,本发明的目的在于,提供双向升压型 DC 电源系统,尽管组件特性和操作信号分散、或负载处的功率不均衡,但该双向升压型 DC 电源系统供应串联连接的 DC 输出电容器的均衡电压。

[0010] 为了实现以上所述的目的,本发明的第一方面提供升压型 DC 电源,该升压型 DC 电源包括:各自具有反并联连接二极管的串联连接的第一至第四开关元件、其一端连接到串

串联连接的第一开关元件和第二开关元件之间的点的第一电抗器、其一端连接到串联连接的第三开关元件和第四开关元件之间的点的第二电抗器、其一端连接到第一电抗器的另一端而其另一端连接到第二电抗器的另一端的 DC 电源、与串联连接的第一开关元件和第二开关元件并联连接的第一电容器、以及与串联连接到第三开关元件和第四开关元件并联连接的第二电容器。

[0011] DC 电源系统的 DC 输出电压是第一电容器和第二电容器的串联连接电路的电压，并且 DC 电源系统具有在第一电容器的一端处的正端子、在第一电容器和第二电容器的串联连接点处的中性端子、以及在第二电容器的一端处的负端子的输出端子。

[0012] DC 电源系统在第一模式和第二模式中操作。

[0013] 第一模式：在第一电容器两端的电压和第二电容器两端的电压低于 DC 电源的电压、第一和第二电抗器中的电流以非连续模式流动、以及第一电容器两端的电压高于第二电容器两端的电压的条件下，通过以下的过程进行操作：第二开关元件导通以使电流连续地流过 DC 电源、第一电抗器、第二开关元件、第二电容器、第四开关元件的二极管、以及第二电抗器，随后第二开关元件截止从而将第一和第二电抗器中所存储的磁能传送到第一和第二电容器以对电容器充电。

[0014] 随后在第一模式中，第一和第四开关元件导通以使第一电容器放电到处于第二开关元件导通之前的值的电压。

[0015] 第二模式：在除第一电容器两端的电压低于第二电容器两端的电压以外与第一模式相同的条件下，通过除第三开关元件代替第二开关元件导通和截止而第四开关元件代替第一开关元件导通和截止以外通过与第一模式相同的过程进行操作。

[0016] 本发明的第二方面提供升压型 DC 电源系统，该升压型 DC 电源系统包括：各自具有反并联连接二极管的串联连接的第一至第四开关元件、其一端连接到串联连接的第一开关元件和第二开关元件之间的点的第一电抗器、其一端连接到串联连接的第三开关元件和第四开关元件之间的点的第二电抗器、其一端连接到第一电抗器的另一端而其另一端连接到第二电抗器的另一端的 DC 电源、与串联连接的第一开关元件和第二开关元件并联连接的第一电容器、与串联连接的第三开关元件和第四开关元件并联连接的第二电容器、各自具有与串联连接的第一和第二电容器并联连接的反并联连接二极管的串联连接的第五开关元件和第六开关元件、连接在第一和第二电容器的串联连接点与第五和第六开关元件的串联连接点之间的第三电抗器。

[0017] DC 电源系统的 DC 输出电压是第一电容器和第二电容器的串联连接电路的电压，并且 DC 电源系统具有在第一电容器的一端处的正端子、在第一电容器和第二电容器的串联连接点处的中性端子、以及在第二电容器的一端处的负端子的输出端子。DC 电源系统在第三模式、第五模式、第四模式、以及第六模式中操作。

[0018] 第三模式：在第一电容器两端的电压和第二电容器两端的电压低于 DC 电源的电压、第一和第二电抗器中的电流以非连续模式流动、以及第一电容器两端的电压高于第二电容器两端的电压的条件下，通过以下的过程进行操作：其中第一开关元件和第二开关元件交替地导通和截止、且第二开关元件的导通时间长于第一开关元件的导通时间，以及第三开关元件和第四开关元件交替地导通和截止、且第四开关元件的导通时间长于第三开关元件的导通时间。

[0019] 第五模式在与第三模式相同的条件下且通过与第三模式相同的过程进行操作,不同之处在于当第一开关元件的导通时间或第三开关元件的导通时间不存在、且第一电容器两端的电压和第二电容器两端的电压彼此不同时,使第五开关元件的导通时间长于第六开关元件的导通时间。此时,使第五开关元件和第四开关元件的导通时间等于第二开关元件和第三开关元件的导通时间。

[0020] 第四模式在除第一电容器两端的电压低于第二电容器两端的电压以外与第三模式相同的条件下,通过以下的过程进行操作:其中第一开关元件和第二开关元件交替地导通和截止、且第一开关元件的导通时间长于第二开关元件的导通时间,以及第三开关元件和第四开关元件交替地导通和截止、且第三开关元件的导通时间长于第四开关元件的导通时间。

[0021] 第六模式在与第四模式相同的条件下且通过与第四模式相同的过程进行操作,不同之处在于当第一电容器两端的电压和第二电容器两端的电压彼此不同时,甚至在第一开关元件或第三开关元件具有最大导通时间的情况下,使第六开关元件的导通时间长于第五开关元件的导通时间。

[0022] 本发明的 DC 电源系统通过对应于电抗器电流是不连续的还是连续的而改变开关元件的操作来控制,从而实现串联连接电容器的电压之间的均衡。在此情况下,只通过开关元件的操作来控制是不可能的,附加提供的均衡电路执行控制。因此,即使在从第一电容器到负载的放电功率与来自第二电容器的放电功率之间不均衡、或者从负载到第一电容器的充电功率与从负载到第二电容器的放电功率之间不均衡的情况下,也建立电容器的电压之间的均衡。

附图说明

[0023] 图 1 是根据本发明的第一实施例中的控制电路的框图;

[0024] 图 2 是根据本发明的第二实施例中的控制电路的框图;

[0025] 图 3 是根据本发明的第一实施例的主电路的电路图;

[0026] 图 4 示出根据本发明的第一实施例的操作中的波形 A;

[0027] 图 5 示出根据本发明的第一实施例的操作中的波形 B;

[0028] 图 6 示出图 1 的控制电路的操作的波形;

[0029] 图 7 是根据本发明的第二实施例的主电路的电路图;以及

[0030] 图 8 是根据常规技术的 DC 电源系统的电路图。

具体实施方式

[0031] 本发明的要点在于,控制开关元件以使串联连接电容器的电压在不连续的电抗器电流的情况下均衡,并且附加提供的均衡电路在连续的电抗器电流的情况下执行电容器电压的均衡,其中只通过开关元件的操作来控制是不可能的。

[0032] [第一实施例]

[0033] 图 1 示出根据本发明的第一实施例中的控制电路,而图 3 示出根据本发明的第一实施例中的主电路。在本实施例中,图 3 的主电路结构用于通过电抗器 L1 和 L2 的电流的不连续模式中。主电路包括:各自具有反并联连接二极管的串联连接开关元件 S1 至 S4;其

一端连接到开关元件 S1 和 S2 的串联连接点的第一电抗器 L1 ; 其另一端连接到开关元件 S3 和 S4 的串联连接点的第二电抗器 L2 ; 作为 DC 电源的连接在第一电抗器 L1 的另一端和第二电抗器 L2 的另一端之间的电池 BAT ; 与串联连接的开关元件 S1 和 S2 并联连接的第一电容器 C1 ; 以及与串联连接的开关元件 S3 和 S4 并联连接的第二电容器 C2。负载 LD 与电容器 C1 和 C2 的串联连接电路并联连接。

[0034] 图 1 示出用于对图 3 电路中的开关元件 S1 至 S4 进行导通 - 截止控制的控制电路。图 4 和 5 示出开关元件的导通 - 截止操作中的波形。首先参考图 1, 在加法器 AD6 中获取检测到的 DC 电压 V_{dcp} 与作为 DC 输出电压一半的 DC 电压指令值的偏移量, 并且将该偏移量给予电压调节器 AVR1。同样, 在加法器 AD7 中获取检测到的 DC 电压 V_{dcn} 与作为 DC 输出电压一半的 DC 电压指令值的偏移量, 并且将该偏移量给予电压调节器 AVR2。转换开关 SW1 在电压调节器 AVR1 的输出和电压调节器 AVR2 的输出之间执行转换。将开关 SW1 的输出给予比较器 Cmp, 并且在该比较器处将其与载波 1 作比较。创建三个信号 (即, 比较器 Cmp 给出的与载波 1 的比较结果、被延迟电路 TM1 延迟一时滞 (dead time) 之后的 Cmp 的输出、以及转换开关 SW1 的开关信号 1) 的逻辑积。该逻辑积被称为 $S1'$ 。

[0035] 根据三个信号 (即, 比较器 Cmp 给出的与载波 1 的比较结果的倒数、被延迟电路 TM2 延迟一时滞之后的 Cmp 的输出的倒数、以及转换开关 SW1 的开关信号 1 的倒数) 创建另一逻辑积 $S2'$ 。将信号 $S1'$ 和 $S2'$ 给予两个下降检测电路, 这些下降检测电路在信号 $S1'$ 和 $S2'$ 的下降时序 (截止时序) 时生成脉宽小于时滞的脉冲信号。开关信号 1 是 DQ 触发器的 Q 输出信号, 该 DC 触发器在其 D 输入端子接收 Q 输出的反相信号、而在其时钟端子接收来自两个下降检测电路的输出信号的逻辑和。

[0036] 图 6 示出在上述电路操作中 $S1'$ 信号、 $S2'$ 信号、用于确定占空因数的电压、以及载波 1 的电压之间的关系。 $S2'$ 信号在用于确定占空因数的电压小于载波 1 的电压时处于导通状态, 而在用于确定占空因数的电压等于载波 1 的电压时截止。以该时序, 用于确定占空因数的电压相对于 $S1'$ 而改变。开关信号 1 的反相信号被用作输出信号 $S2'$ 从而不向 $S2'$ 信号传递微小的异常信号的条件之一。

[0037] $S1'$ 信号在从相对于 $S1'$ 已改变的用于确定占空因数的电压已变得小于载波 1 的电压的时刻起经过时滞之后导通。信号 $S1'$ 在用于确定占空因数的电压等于载波 1 的电压时截止。此时, 用于确定占空因数的电压相对于 $S2'$ 而改变。与在 $S2'$ 信号的情况下一样, 开关信号 1 被用作输出信号 $S1'$ 从而微小的异常信号不进入 $S1'$ 信号的条件之一。

[0038] 类似于以上所述的操作, 使用载波 2 来生成 $S3'$ 信号和 $S4'$ 信号。

[0039] 然后, 将信号 $S1'$ 至 $S4'$ 、DC 电压 V_{dcp} 和 V_{dcn} 、以及开关信号 1 与开关信号 2 的逻辑和给予确定电路 PJ 的脉冲输出, 该电路如下所述地传递脉冲信号。

[0040] (i) 在 $V_{dcp} \geq V_{dcn}$ 的情况下, $S1$ 的信号为 $S1'$ 、 $S2$ 的信号为 $S2'$ 、 $S3$ 的信号为 OFF (截止)、而 $S4$ 的信号为 $S1'$ 。

[0041] (ii) 在 $V_{dcp} < V_{dcn}$ 的情况下, $S1$ 的信号为 $S4'$ 、 $S2$ 的信号为 OFF、 $S3$ 的信号为 $S3'$ 、而 $S4$ 的信号为 $S4'$ 。

[0042] (i) 和 (ii) 的这些模式的转换根据载波周期 N 倍 (N 通常为 1) 的时间来确定。

[0043] 由此, 传递 $S1$ 至 $S4$ 的信号。在第一实施例的 DC 电源系统操作时, 在 $V_{dcp} \geq V_{dcn}$ 的情况下, 如图 4 所示, $S2$ 首先导通以对电容器 C2 (其中电压为 V_{dcn}) 充电。然后, $S2$ 截止

以对电容器 C1 (其中电压为 V_{dcp}) 和电容器 C2 (其中电压为 V_{dcn}) 充电。之后, S1 和 S4 导通以使电容器 C1 (V_{dcp}) 和电容器 C2 (V_{dcn}) 同时放电。这是第一模式。通过同时截止 S1 和 S4, 将绕组 L1 和 L2 中所存储的磁能回收到电池 BAT。

[0044] 在 $V_{dcp} < V_{dcn}$ 的情况下, 如图 5 所示, S3 首先导通以对电容器 C1 (V_{dcp}) 充电, 并且随后 S3 截止以对电容器 C1 (V_{dcp}) 和电容器 C2 (V_{dcn}) 充电。之后, S1 和 S4 导通以使电容器 C1 (V_{dcp}) 和电容器 C2 (V_{dcn}) 同时放电。这是第二模式。通过同时截止 S1 和 S4, 将绕组 L1 和 L2 中所存储的磁能回收到电池 BAT。

[0045] [第二实施例]

[0046] 图 2 示出根据本发明的第二实施例中的控制电路。电压调节器 AVR1 接收大小为 DC 电压指令值减去检测到的 DC 电压 V_{dcp} 与检测到的 DC 电压 V_{dcn} 之和的信号。来自 AVR1 的输出用作斩波电流指令信号, 并且将该输出与 DC 电压和电池电压 V_{bat} 之和一起给予电流调节器 ACR1, 从而将斩波电流 I_{ch} 均衡到斩波电流指令信号。提供接收 DC 电压 V_{dcp} 和 DC 电压 V_{dcn} 之间的差值的电压调节器 AVR2 来保持 DC 电压均衡。加法器 AD4 执行电压调节器 ACR1 的输出信号与电压调节器 AVR2 的输出信号的减法以获取 S1 和 S2 的占空因数信号。加法器 AD5 执行电压调节器 AVR2 的输出信号和 ACR1 的输出信号的加法以获取 S3 和 S4 的占空因数信号。

[0047] S1 在载波 1 的电压高于用于确定占空因数的电压时处于导通状态, 而 S2 在载波 1 的电压低于用于确定占空因数的电压时处于导通状态。时滞可由类似于图 1 中的电路生成。S4 在载波 2 的电压高于用于确定占空因数的电压时处于导通状态(其在第三模式中相对较长), 而 S3 在载波 2 的电压低于用于确定占空因数的电压时处于导通状态(其在第四模式中相对较长)。时滞可由类似于图 1 中的电路生成。当载波 1 和载波 2 有 180 度的相角差时, 电抗器电流变成最小值。

[0048] 以上所述的电路可保持电容器 C1 两端的 DC 电压 V_{dcp} 和电容器 C2 两端的 DC 电压 V_{dcn} 之间的均衡。如果连接有极不均衡的负载, 则用于不均衡校正的电压调节器 AVR2 的输出饱和, 并且很难维持 DC 电压均衡。为了应对这种情形, 提供由开关 S5 和 S6、以及电抗器 L_{ba1} 构成的均衡电路, 如图 7 所示。均衡电路由图 2 的控制电路中所提供的电路操作。当 DC 电压 V_{dcp} 和 DC 电压 V_{dcn} 之间的差值超过预定限值时, 电压调节器 AVR2 的输出保持在 0 伏, 并且释放均衡电路的电压调节器 AVR3、电流调节器 ACR1、以及脉宽调节电路 PWM3 的输出保持以操作均衡电路。

[0049] 电压调节器 AVR3 的输出用作均衡电流 I_{ba1} 的电流指令, 并且将该输出与检测到的均衡电流 I_{ba1} 一起给予电流调节器 ACR2。将电流调节器 ACR2 的输出与 PWM 控制电路 PWM3 中的载波 3 作比较, 并且在该 PWM 控制电路中进行脉宽调制。当电流调节器 ACR2 的输出电压大于载波 3 的电压时, 使 S5 导通(该导通时间在第五模式中相对较长), 而当电流调节器 ACR2 的输出电压不大于载波 3 的电压时, 使 S6 导通(该导通时间在第六模式中相对较长)。时滞可由类似于图 1 中的电路生成。载波 3 的频率和相角可独立于载波 1 和载波 2 的频率和相角来确定。

[0050] 如上所述, 均衡电路的控制电路在电容器 C1 的 DC 电压和电容器 C2 的 DC 电压之间的差值超过预定限值时锁存输出信号, 并且在 DC 电源系统的操作模式改变时清除该锁存。具体而言, 在应用于不间断电源系统(UPS)时, 该锁存在电池放电期间进行, 并且在恢复电

源且操作模式改变到电池的充电模式时清除。

[0051] 如上所述,本发明提供甚至在不均衡负载连接到电源系统时的情况下也稳定地供应必需功率的 DC 电源系统。

[0052] 本发明提供在正端子、中性端子、以及负端子处提供比单个 DC 电源的电压高的 DC 输出的 DC 电源系统。

[0053] 本发明的 DC 电源系统可应用于不间断电源系统、用于太阳能发电的逆变器、以及其他类似的电源系统。

[0054] [附图标记描述]

[0055] 1、L1、L2、Lba1 :电抗器

[0056] S1 至 S6、2A、2B :开关元件

[0057] 2AD、2BD、3AD、3BD :二极管

[0058] C1、C2、4A、4B :电容器

[0059] 8、BAT :DC 电源或电池

[0060] PJ :脉冲输出确定电路

[0061] 9、LD :负载

[0062] 11、13、14 :电压检测电路

[0063] 15 :控制电路

[0064] 16、19、PWMA、PWMB、PWM1、PWM2、PWM3 :脉宽调制电路

[0065] 17、20 :载波生成器

[0066] 18、21、Cmp :比较器

[0067] AD1 至 AD7 :加法器

[0068] AVR1、AVR2、AVR3 :电压调节器

[0069] SW1、SW2 :转换开关

[0070] ACR1、ACR2 :电流调节器

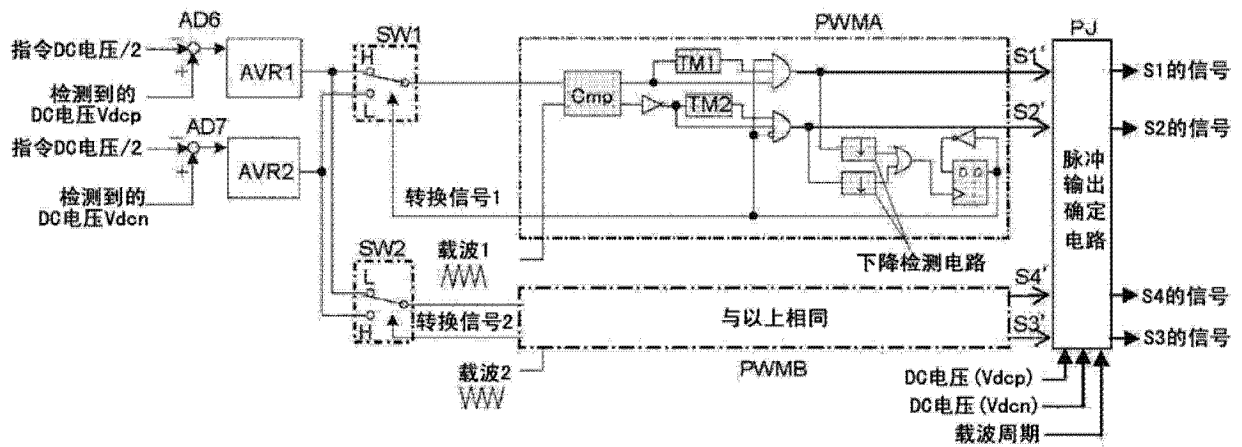


图 1

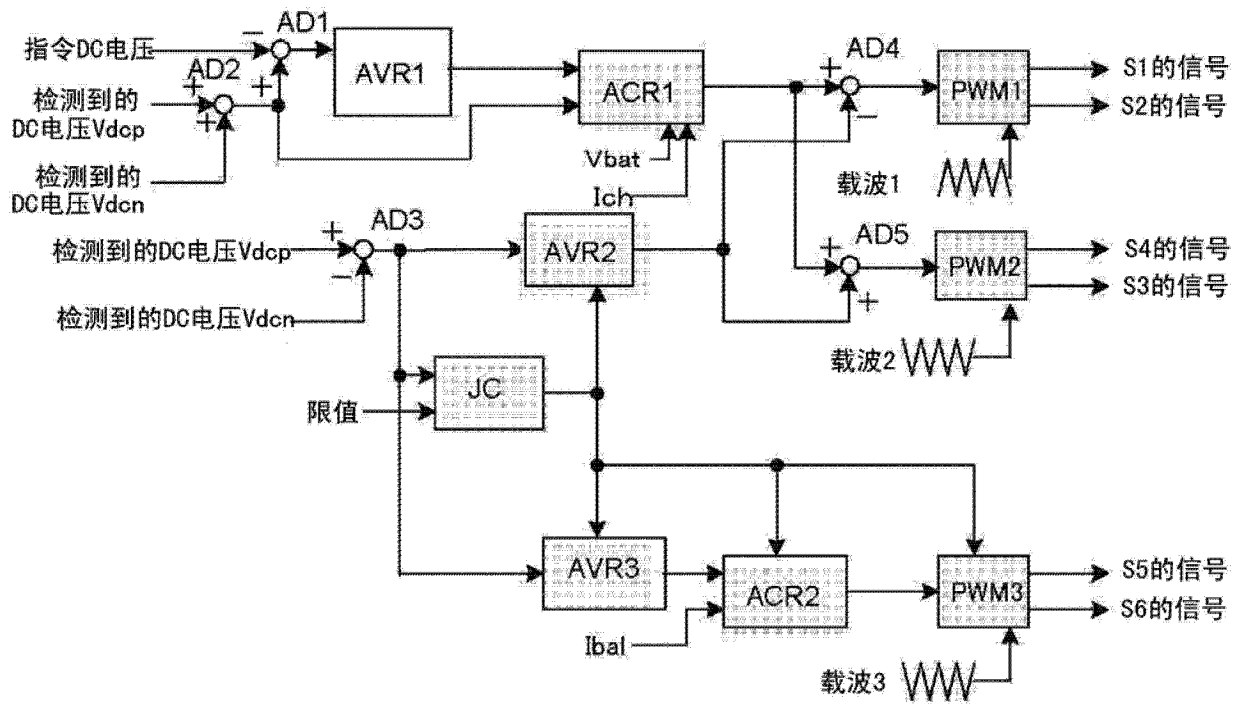


图 2

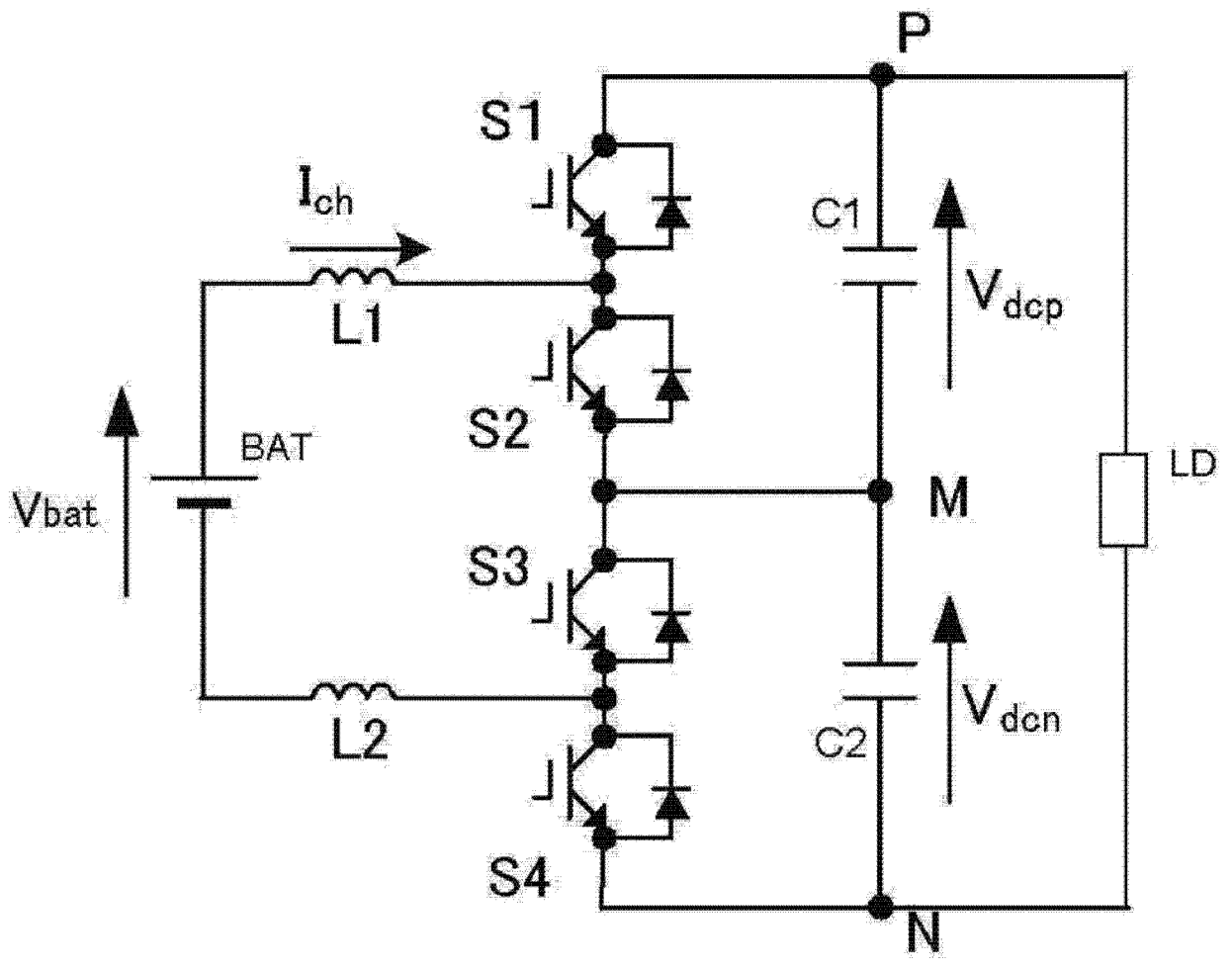


图 3

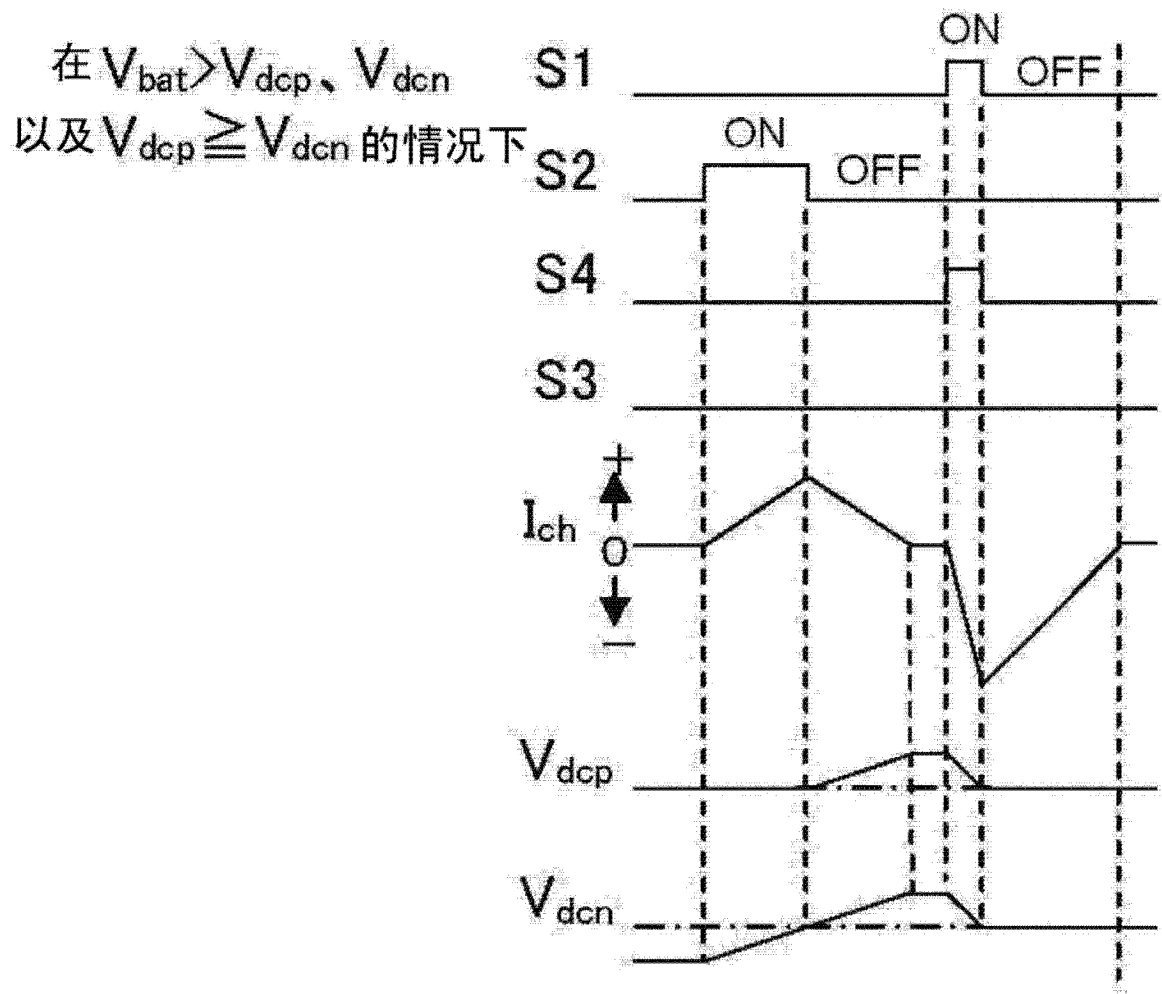


图 4

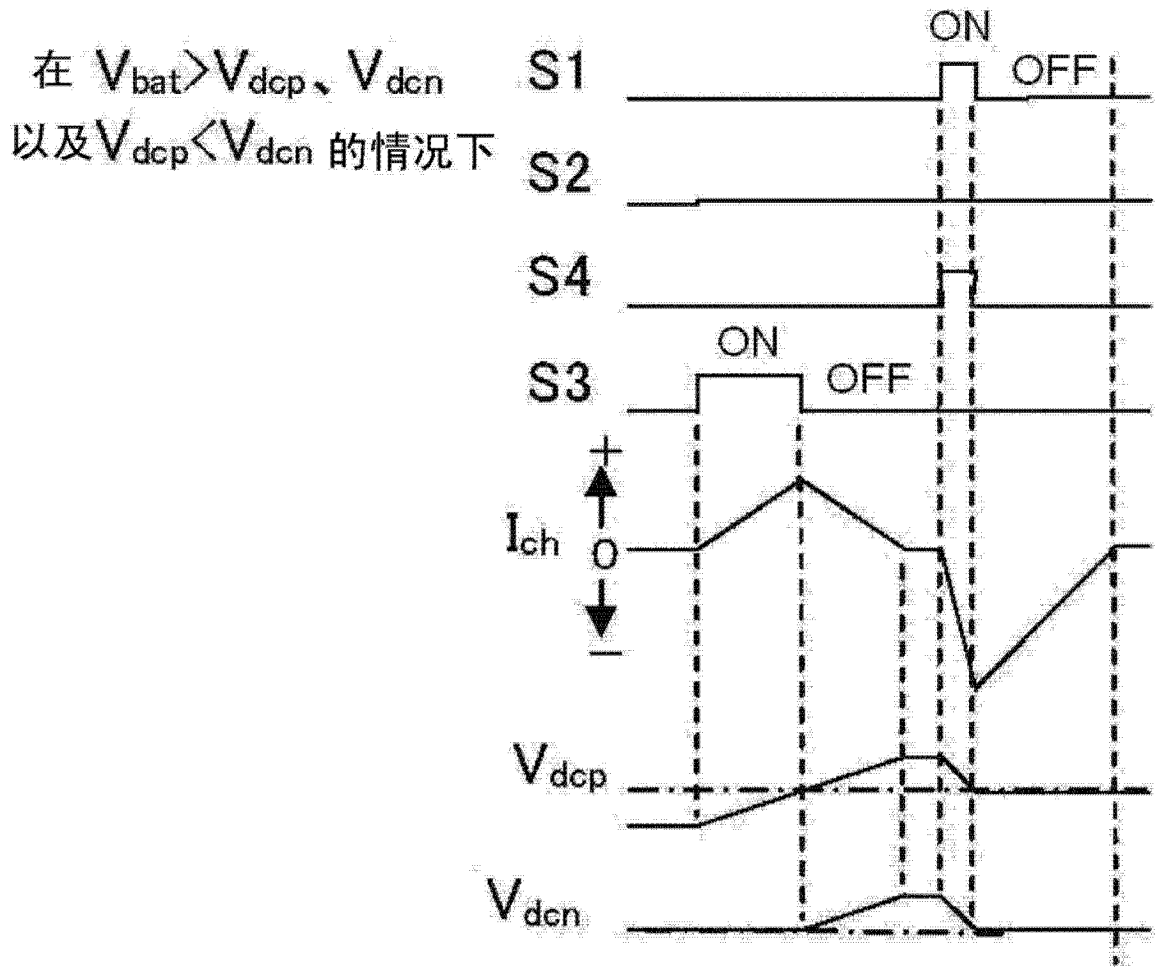


图 5

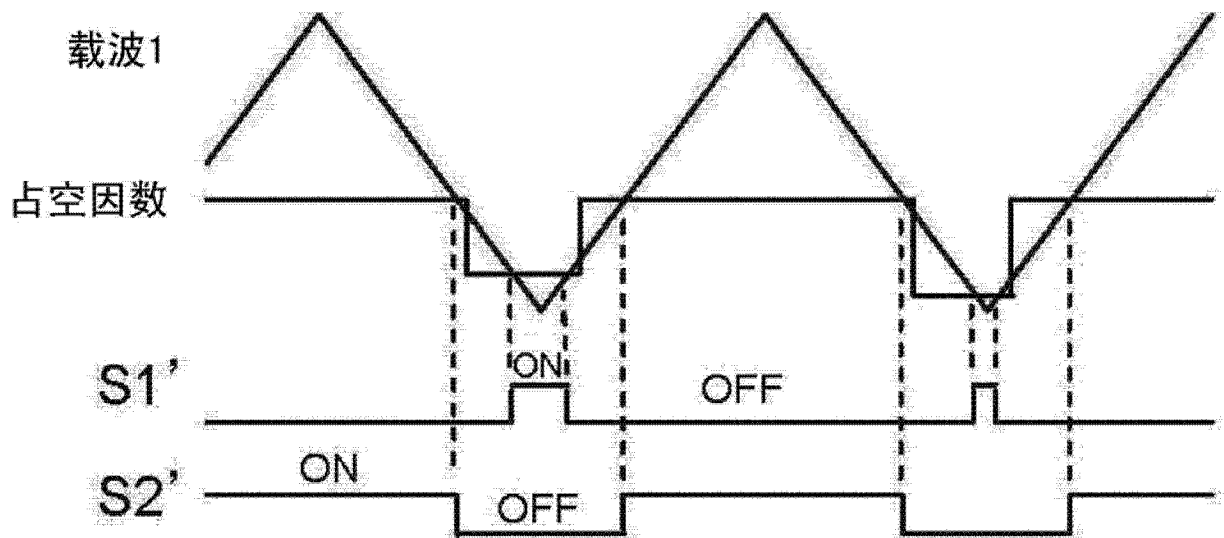


图 6

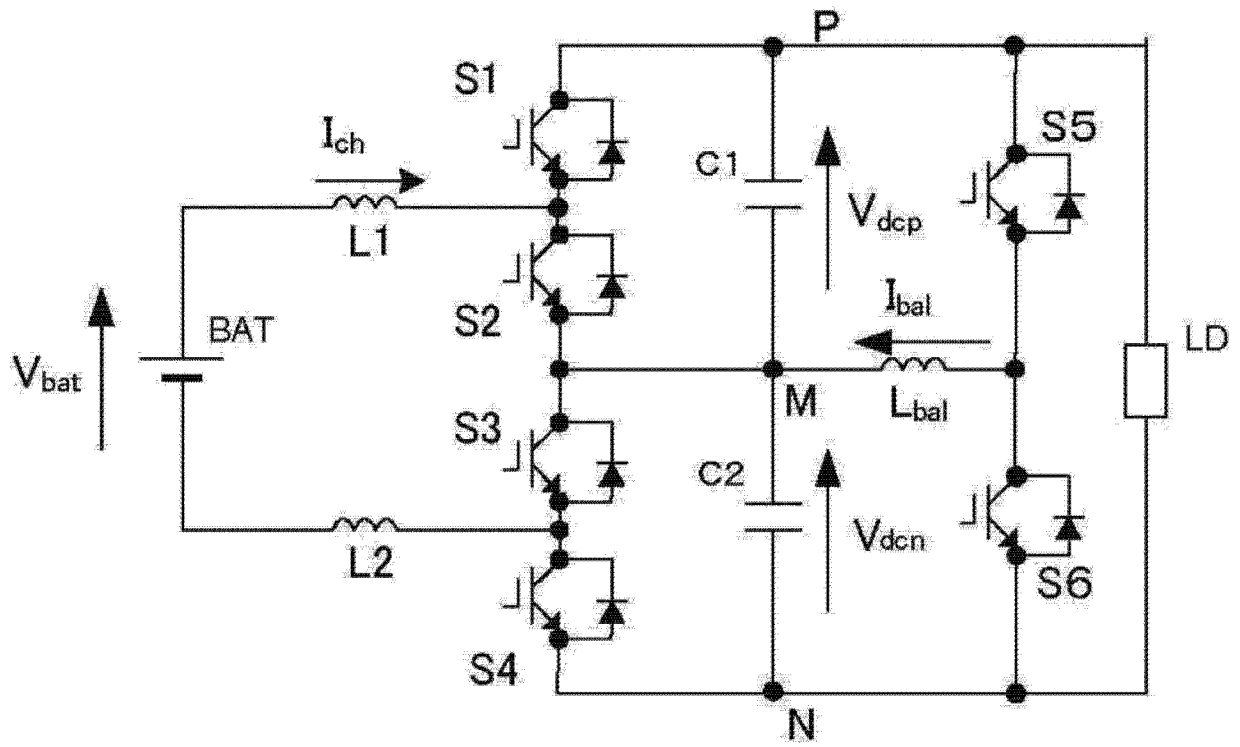


图 7

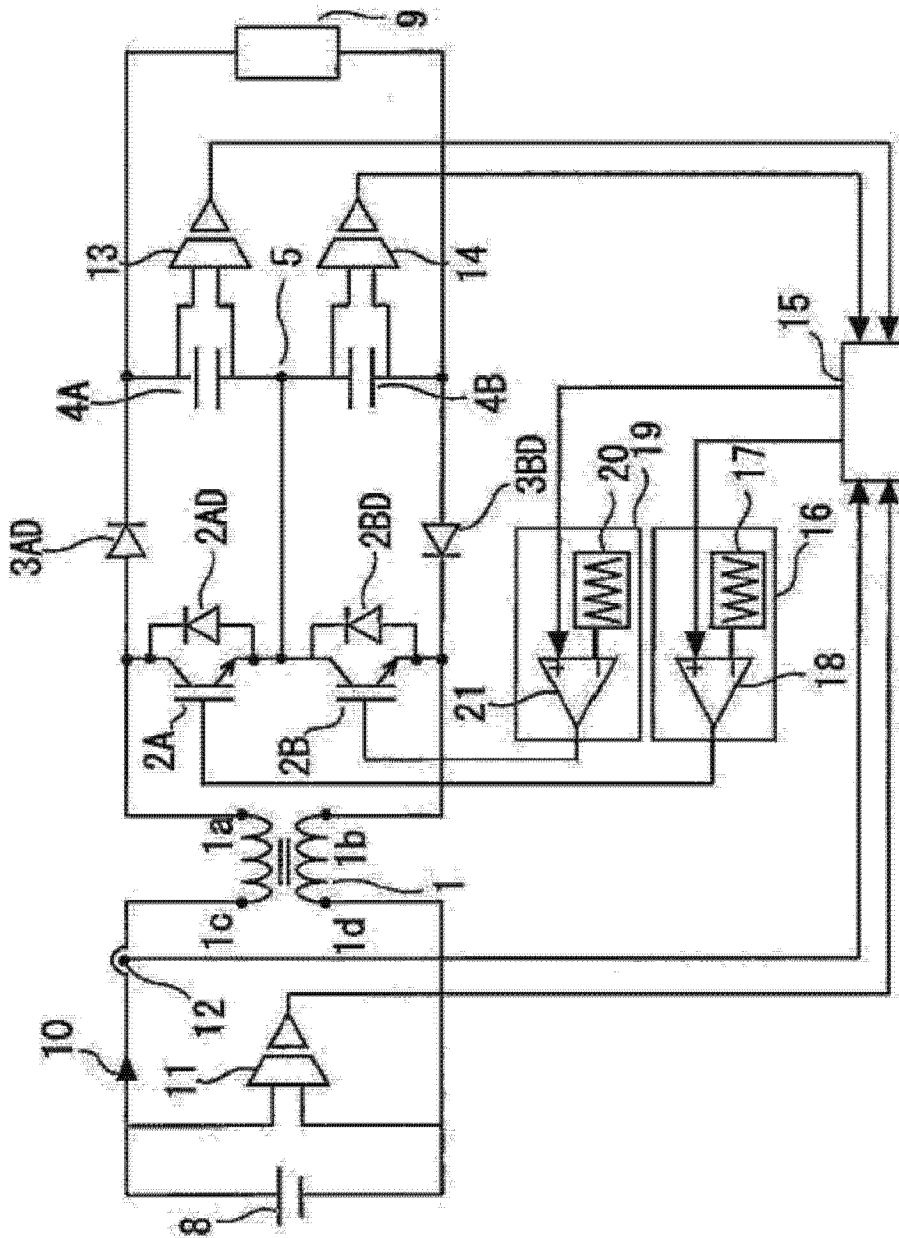


图 8