



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103404011 B

(45) 授权公告日 2016.03.30

(21) 申请号 201180068961.0

段至第 0108 段, 附图 1-11.

(22) 申请日 2011.03.04

JP 昭59-117459 A,1984.07.06,说明书第2页
右上栏第9行至左下栏第17行,附图5,7-8.

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2013.09.03

US 5654626 A,1997.08.05,全文.

CN 1349297 A,2002.05.15,全文.

CN 1120875 A,1996.04.17,全文.

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2011/055102 2011.03.04

审查员 姜婷婷

(87) PCT国际申请的公布数据
WO2012/120600 JA 2012.09.13

(73) 专利权人 三菱电机株式会社
地址 日本国东京都

(72) 发明人 有泽浩一 下麦卓也 篠本洋介

(74) 专利代理机构 南京经纬专利商标代理有限公司
32200

代理人 楼高潮

(51) Int. Cl.
H02M 3/155(2006.01)

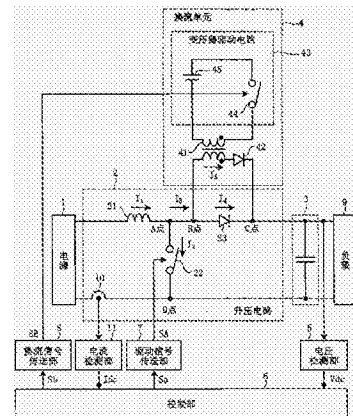
(56) 对比文件
CN 103125066 A,2013.05.29,说明书第 0030

权利要求书3页 说明书11页 附图15页

(54) 发明名称
电力转换装置和制冷空调系统

(57) 摘要

本发明涉及的电力转换装置,包括:电源(1);通过切换控制使从电源(1)供给的电压升压的升压单元(电抗器(21)、开关(22));使来自升压单元的输出电压平滑的平滑电路(3);配置在升压单元与平滑电路(3)之间,防止电流向升压单元一侧逆流的整流器(23);以及与整流器(23)并联连接,使流过整流器(23)的电流换流的换流单元(4)。



CN 103404011 B

1. 一种电力转换装置,其特征在于,包括:
电源供给单元;
升压单元,其通过切换控制使从所述电源供给单元供给的电压升压;
平滑单元,其使来自所述升压单元的输出电压平滑;
逆流防止元件,其配置在所述升压单元与所述平滑单元之间,防止电流向所述升压单元一侧逆流;
换流单元,其与所述逆流防止元件并联连接,使流过所述逆流防止元件的电流换流;以及
决定单元,其基于多个阈值和为三角波信号或锯齿波信号的比较对象信号,决定所述切换控制的占空比和所述换流单元的换流动作的实施期间。
2. 根据权利要求 1 所述的电力转换装置,其特征在于:
所述升压单元包括:
电抗器,其与所述电源供给单元连接;以及
开关,其用于使所述电抗器和所述逆流防止元件的连接点、与所述电源供给单元的负侧短路。
3. 根据权利要求 2 所述的电力转换装置,其特征在于:
在所述开关即将导通之前的规定期间,所述换流单元使流过所述逆流防止元件的电流换流。
4. 根据权利要求 2 所述的电力转换装置,其特征在于:
在所述开关导通之后,所述换流单元使换流动作在经过规定期间后结束。
5. 根据权利要求 1 所述的电力转换装置,其特征在于:
所述换流单元包括:
变压器;
开关,其驱动所述变压器;
电源,其向所述变压器和所述开关供给电力;以及
逆流防止元件,其与所述变压器的二次绕组串联连接,防止电流的逆流。
6. 根据权利要求 1 所述的电力转换装置,其特征在于:
所述多个阈值包括:第一阈值、等于或大于该第一阈值的第二阈值、以及等于或小于该第一阈值的第三阈值,
所述决定单元基于所述第一阈值和所述比较对象信号的比较结果,决定所述占空比,基于所述第二阈值与所述比较对象信号的比较结果、以及所述第三阈值与所述比较对象信号的比较结果,决定所述实施期间。
7. 根据权利要求 6 所述的电力转换装置,其特征在于:
所述第一阈值、所述第二阈值和所述第三阈值可变。
8. 根据权利要求 1 所述的电力转换装置,其特征在于:
所述决定单元包括:
基准信号生成单元,其生成多个基准信号作为所述多个阈值;
比较对象信号生成单元,其生成所述比较对象信号;以及
比较单元,其将所述多个阈值中的各个阈值与所述比较对象信号进行比较,基于比较

结果决定所述占空比和所述实施期间。

9. 根据权利要求 8 所述的电力转换装置,其特征在于:

所述决定单元还具有控制信号生成单元,用于生成导通、断开定时为可变的决定结果输出控制信号,其是指示是否将所述比较单元所决定的实施期间作为有效的决定结果输出的控制信号。

10. 根据权利要求 1 所述的电力转换装置,其特征在于还具有:

调整单元,其基于由所述平滑单元平滑化后的电压值与规定的目标值的比较结果,调整所述切换控制的占空比。

11. 根据权利要求 10 所述的电力转换装置,其特征在于:

所述目标值可变。

12. 根据权利要求 1 所述的电力转换装置,其特征在于还具有:

调整单元,其基于流过所述升压单元的电流值与规定的目标值的比较结果,调整所述切换控制的占空比。

13. 根据权利要求 12 所述的电力转换装置,其特征在于:

所述目标值可变。

14. 根据权利要求 1 所述的电力转换装置,其特征在于:

利用微型计算机的单触发脉冲产生功能来实现所述决定单元。

15. 根据权利要求 1 所述的电力转换装置,其特征在于:

电源供给单元具有直流电源、或者交流电源及对该交流电源电压进行整流的整流电路。

16. 根据权利要求 5 所述的电力转换装置,其特征在于:

所述换流单元的逆流防止元件由宽禁带半导体形成。

17. 根据权利要求 16 所述的电力转换装置,其特征在于:

宽禁带半导体由碳化硅、氮化镓类材料或金刚石形成。

18. 一种电力转换装置,其特征在于,包括:

电源供给单元;

升压单元,其通过切换控制使从所述电源供给单元供给的电压升压;

平滑单元,其使来自所述升压单元的输出电压平滑;

逆流防止元件,其配置在所述升压单元与所述平滑单元之间,防止电流向所述升压单元一侧逆流;

换流单元,其与所述逆流防止元件并联连接,使流过所述逆流防止元件的电流换流;以及

决定单元,其基于阈值和为三角波信号或锯齿波信号的多个比较对象信号,决定所述切换控制的占空比和所述换流单元的换流动作的实施期间,

所述多个比较对象信号包括:第一比较对象信号;第二比较对象信号,其相位和振幅与该第一比较对象信号一致,并且其电平总是等于或大于该第一比较对象信号;以及第三比较对象信号,其相位和振幅与该第一比较对象信号一致,并且其电平总是等于或小于该第一比较对象信号,

所述决定单元基于所述阈值和所述第一比较对象信号的比较结果,决定所述占空比,

基于所述阈值与所述第二比较对象信号的比较结果、以及所述阈值与所述第三比较对象信号的比较结果,决定所述实施期间。

19. 根据权利要求 18 所述的电力转换装置,其特征在于:

所述第一比较对象信号、所述第二比较对象信号和所述第三比较对象信号的电平可变。

20. 一种制冷空调系统,其特征在于:

具有权利要求 1 至 19 中任一项所述的电力转换装置。

电力转换装置和制冷空调系统

技术领域

[0001] 本发明涉及一种电力转换装置和利用该电力转换装置的制冷空调系统。

背景技术

[0002] 随着可变电压、可变频率逆变器的实用化,正在逐渐开拓各种电力转换装置的应用领域。

[0003] 关于电力转换装置,升降压转换器的应用技术开发非常盛行。并且,近年来宽禁带半导体的开发也很盛行。宽禁带半导体与现有的半导体相比,具有耐压高、电力损失低、能够在高温下进行动作等特性,对于电流容量较小的元件正在以整流器为中心进行实用化(例如参照专利文献 1 ~ 4)。

[0004] 现有技术文献

[0005] 专利文献 1 :日本特开 2005-160284 号公报

[0006] 专利文献 2 :日本特开 2006-067696 号公报

[0007] 专利文献 3 :日本特开 2006-006061 号公报

[0008] 专利文献 4 :日本特开 2008-061403 号公报

发明内容

[0009] 然而,在电力损失小且效率高的新装置中,就电流容量较大的元件来说,在面向实用化时存在成本高、结晶缺陷等诸多问题。因此,其普及还需要一段时间,并存在将电流容量较大的元件用于电力转换装置,通过使用电流容量较大的新装置来实现高效率化很难的问题。

[0010] 本发明是鉴于上述问题而完成的,其目的在于提供一种电力转换装置和制冷空调系统,其无需利用电流容量较大的新装置就能够确保高效率、高可靠性。

[0011] 为了解决上述问题实现上述目的,本发明涉及的电力转换装置,其特征在于,包括:电源供给单元;升压单元,其通过切换控制使从上述电源供给单元供给的电压升压;平滑单元,其使来自上述升压单元的输出电压平滑;逆流防止元件,其配置在上述升压单元与上述平滑单元之间,防止电流向上述升压单元一侧逆流;以及换流单元,其与上述逆流防止元件并联连接,使流过上述逆流防止元件的电流换流。

[0012] 根据本发明,能够进行控制以使流过作为逆流防止元件的整流器的正向电流换流到换流单元一侧之后,对该整流器施加反向偏压,从而能够抑制整流器的恢复电流、并且能够实现高可靠性且高效率的电力转换装置。

附图说明

[0013] 图 1 是表示实施方式 1 涉及的电力转换装置的结构例的图。

[0014] 图 2A 是用于说明电力转换装置的动作模式的图。

[0015] 图 2B 是用于说明电力转换装置的动作模式的图。

- [0016] 图 2C 是用于说明电力转换装置的动作模式的图。
- [0017] 图 2D 是用于说明电力转换装置的动作模式的图。
- [0018] 图 3 是表示换流控制动作的一个示例的图。
- [0019] 图 4 是表示开关控制单元的一个示例的图。
- [0020] 图 5A 是表示开关控制单元生成的驱动信号的一个示例的图。
- [0021] 图 5B 是表示开关控制单元生成的驱动信号的一个示例的图。
- [0022] 图 6 是表示图 4 所示的开关控制单元的变形例的图。
- [0023] 图 7A 是表示图 6 所示的开关控制单元生成的驱动信号的一个示例的图。
- [0024] 图 7B 是表示图 6 所示的开关控制单元生成的驱动信号的一个示例的图。
- [0025] 图 8 是表示使用锯齿波信号的控制动作的一个示例的图。
- [0026] 图 9 是表示使用锯齿波信号的控制动作的一个示例的图。
- [0027] 图 10A 是表示正向电流与恢复电流的关系的图。
- [0028] 图 10B 是表示正向电流与恢复电流的关系的图。
- [0029] 图 11A 是表示电流与 OFS1 的关系的一个示例的图。
- [0030] 图 11B 是表示电流与 OFS2 的关系的一个示例的图。
- [0031] 图 12 是表示实施方式 2 的电力转换装置的构成例的图。
- [0032] 图 13 是表示实施方式 2 的电力转换装置的构成例的图。
- [0033] 符号说明
- | | | |
|--------|--------------------|----------|
| [0034] | 1、1a、1b | 电源 |
| [0035] | 1a-1 | 交流电源(单相) |
| [0036] | 1b-1 | 交流电源(三相) |
| [0037] | 1a-2、1b-2 | 整流部 |
| [0038] | 2 | 升压电路 |
| [0039] | 3 | 平滑电路 |
| [0040] | 4 | 换流单元 |
| [0041] | 5 | 电压检测部 |
| [0042] | 6、6a | 控制部 |
| [0043] | 7 | 驱动信号传送部 |
| [0044] | 8 | 换流信号传送部 |
| [0045] | 9 | 负载 |
| [0046] | 10 | 电流检测元件 |
| [0047] | 11 | 电流检测部 |
| [0048] | 21 | 电抗器 |
| [0049] | 22、44 | 开关 |
| [0050] | 23、42 | 整流器 |
| [0051] | 41 | 变压器 |
| [0052] | 43 | 变压器驱动电路 |
| [0053] | 201、2011、2012、2013 | 基准信号生成部 |
| [0054] | 202、2021、2022、2023 | 三角波信号生成部 |

[0055]	203	状态存储许可信号生成部
[0056]	2111、2112、2113、2121、2122、2123	比较器
[0057]	220	逻辑运算单元
[0058]	221	逻辑反转部
[0059]	222	逻辑积运算部
[0060]	223	状态存储部
[0061]	100	过零检测部

具体实施方式

[0062] 下面,基于附图,对本发明涉及的电力转换装置和制冷空调系统的实施方式进行详细说明。此外,本发明并不由该实施方式限定。

[0063] (实施方式 1)

[0064] 图 1 是表示本发明的实施方式 1 涉及的电力转换装置的结构例的图,该电力转换装置例如由冷冻空调系统使用。首先,参照图 1,对电力转换装置的结构进行说明。

[0065] 如图 1 所示,本实施方式的电力转换装置包括:供给电力的电源 1;使从电源 1 供给的电力升压的升压电路 2;使升压电路 2 或后述的换流单元 4 的输出电压平滑的平滑电路 3;在需要的时候使流过升压电路 2 的电流换流到不同路径的换流单元 4;对由平滑电路 3 平滑化后的电压进行检测的电压检测部 5;对升压电路 2 和换流单元 4 进行控制的控制部 6;将由控制部 6 产生的升压电路 2 的驱动信号 Sa 传送到升压电路 2 的驱动信号传送部 7;将由控制部 6 产生的换流单元 4 的驱动信号 Sb (有时也称为换流信号)传送到换流单元 4 的换流信号传送部 8;与平滑电路 3 的后级连接的负载 9;对流过升压电路 2 的电流进行检测的电流检测元件 10;以及将电流检测元件 10 的检测结果转换为控制部 6 能够利用的形式的信号的电流检测部 11。

[0066] 电流检测元件 10 主要使用交流电流互感器(ACCT,电流互感器)或直流电流互感器(DCCT,利用霍尔元件、霍尔 IC 等)。此外,电流检测部 11 包括用于将由电流检测元件 10 检测出的值作为在控制部 6 内能够处理的适当值(I_{dc})而读取的放大电路、电平移位电路、滤波电路等。该电流检测部 11 在其功能包含在控制部 6 内的情况下,也可以适当省略。此外,在不进行电流控制的情况(在不需要考虑了流过升压电路 2 的电流值的控制的设备中应用的情况)下,也可以适当省略电流检测元件 10 和电流检测部 11。

[0067] 升压电路 2 包括:与电源 1 的正侧连接的电抗器 21 和之后连接的作为开关元件的开关 22 及作为逆流防止元件的整流器 23 (B 点侧:正极侧,C 点侧:负极侧)。此外,电抗器 21 也可以与电源 1 的负侧连接。开关 22 的开闭状态由从驱动信号传送部 7 输入的驱动信号 SA 操作。升压电路 2 根据该驱动信号 SA 的导通时间和断开时间的比率(占空比),使来自电源 1 的输入电力升压。驱动信号传送部 7 通常由缓冲器、逻辑 IC、电平移位电路等构成。但是,在驱动信号传送部 7 的功能包含在控制部 6 内等情况下,也可以将其适当省略。在这种情况下,由控制部 6 产生的驱动信号 Sa 作为驱动信号 SA,直接进行开关 22 的开闭操作。

[0068] 换流单元 4 由变压器 41、与变压器 41 串联连接的整流器 42、以及驱动变压器 41 的变压器驱动电路 43 构成。在图 1 中,变压器 41 的初级绕组、二次绕组的极性相同。变压器 41 的二次绕组与整流器 42 串联连接。整流器 42 还与升压电路 2 的整流器 23 并联连接。

整流器 42 作为换流单元 4 中的逆流防止元件动作。

[0069] 变压器驱动电路 43 由例如用于驱动变压器 41 的电源 45 和开关 44 构成。考虑到噪声对策或故障时保护,也可以根据需要在电源 45、开关 44 和变压器 41 的初次绕组的路径中插入限制电阻、高频电容器、缓冲电路、保护电路等。此外,在图 1 所示的示例中,虽然在变压器 41 未设置使励磁电流复位的复位绕组,但是也可以根据需要对初次绕组附加复位绕组,并进一步设置整流器等,以使励磁能量在电源一侧再生。这样,能够实现高效率化。

[0070] 开关 44 的开闭状态通过从换流信号传送部 8 输入的换流信号 SB 进行操作。换流信号传送部 8 与驱动信号传送部 7 同样,通常由缓冲器、逻辑 IC、电平移位电路等构成。但是,在换流信号传送部 8 的功能包含在控制部 6 内等情况下,也可以将其适当省略。在这种情况下,由控制部 6 产生的换流信号 Sb 作为换流信号 SB,直接进行开关 44 的开闭操作。

[0071] 电压检测部 5 由基于分压电阻的电平移位电路等构成。也可以根据需要附加模数转换器,以能够在控制部 6 中进行检测值的运算。

[0072] 控制部 6 基于表示电压检测部 5 的电压检测结果的电压值 Vdc 和表示电流检测部 11 的电流检测结果的电流值 Idc 中的至少一个值,对升压电路 2 和换流单元 4 进行控制。该控制部 6 能够由微型计算机、数字信号处理器等运算装置、或者在内部具有与它们相同功能的装置等构成。

[0073] 接着,对图 1 所示的电力转换装置的运作进行说明。此外,以下为了简化,使控制部 6 具有与驱动信号传送部 7 和换流信号传送部 8 同等的功能(省略驱动信号传送部 7 和换流信号传送部 8)来进行说明。

[0074] 本实施方式的电力转换装置的运作,是在升压斩波电路中附加了整流器的换流动作而成的。与开关 22 和开关 44 的开闭状态的组合对应地存在合计 4 种运作模式。此外,与整流器 23 的恢复特性相比,整流器 42 的恢复特性良好。

[0075] (第一模式)

[0076] 考虑开关 22 导通、并且开关 44 断开的情况。与恢复特性良好的整流器 42 相比,整流器 23 使用正向电压较低的元件。由于变压器 41 的绕组是电感成分,所以在不流过励磁电流的情况下没有电流流过。由此,在开关 44 断开的这种情况下,电流不流过换流单元 4 的路径。此外,由于开关 22 导通,所以经由在图 2A 所示的路径能量蓄积在电抗器 21 中。

[0077] (第二模式)

[0078] 考虑开关 22 断开、并且开关 44 断开的情况。在这种情况下,与上述第一模式同样,开关 44 断开,电流不流过换流单元 4 的路径。此外,由于开关 22 断开,所以经由在图 2B 所示的路径电抗器 21 的能量被供给到负载 9 一侧。

[0079] (第三模式)

[0080] 考虑开关 22 导通、并且开关 44 导通的情况。在这种情况下,虽然开关 44 导通,但是开关 22 也同时为导通状态,由于电源 1 一侧的阻抗较低,所以电流基本不流过换流单元 4 的路径,经由在图 2C 所示的路径能量蓄积在电抗器 21 中。本模式是因换流信号 SB 的传送延迟等而有可能短暂产生的现象,在使用上没有特别的问题。

[0081] (第四模式)

[0082] 考虑开关 22 断开、并且开关 44 导通的情况。在这种情况下,开关 22 断开,从而电流经由整流器 23 流向负载 9 一侧(图 2D 所示的电流路径 #1)。此外,由于开关 44 导通,所

以变压器 41 被励磁, 电流也流过换流单元 4 的路径(图 2D 所示的电流路径 #2)。然后, 如果开关 22 成为断开状态并且开关 44 成为导通状态后经过了一定时间, 则流过电流路径 #1 (整流器 23) 的电流完全换流到整流器 42 一侧。

[0083] 如上所述, 虽然在上述第四模式(开关 22 断开、并且开关 44 导通)的情况下产生换流动作, 但是基于开关 22 开闭的能量蓄积动作是因使用升压斩波电路而产生的。由此, 如果对开关 22 以导通时间 T_{on} 、断开时间 T_{off} 反复进行切换, 在图 1 所示的 C 点能够得到下式(1)所示的平均电压 E_c 。此外, 为了简化, 设电源 1 为直流电源 E_1 。

[0084] (数学式 1)

$$[0085] \quad E_c = \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} \cdot E_1 \quad \dots(1)$$

[0086] 图 3 是表示在电力转换装置中进行的换流控制动作的一个示例的图, 具体而言, 表示控制部 6 输出的驱动信号 Sa (用于控制升压电路 2 的驱动信号)、驱动信号 Sb (用于控制换流单元 4 的换流信号)、图 1 所示的各部电流波形 I1 ~ I5 的关系。此外, 来自控制部 6 的输出信号 Sa 和 Sb, 以 HI 一侧为有源方向(导通方向)。此外, 各波形表示在接入电源 1 后经过了足够的时间之后的状态、即控制部 6 以使负载 9 或输出电压 V_{dc} 成为稳定输出的方式控制驱动信号 Sa 的导通时间、断开时间之后的状态。

[0087] 此外, 图 3 图示了驱动信号 Sa 的导通时间与断开时间的比率(占空比)基本不变的情况下的示例。即, 假设电源 1 为直流电源且导通时间与断开时间的比率不变。在设电源 1 为交流电源的情况下, 例如只要对通过比例积分控制等将直流侧的电压控制为稳定时的驱动信号 Sa 的导通时间与断开时间的比率(占空比)进行调整即可。此外, 还表示 Sb 的脉冲宽度为固定的情况下的波形示例。关于 Sb 的脉冲宽度为可变的情况, 另外进行说明。

[0088] 此外, I1 表示流过电抗器 21 的电流。I1 在图 1 的 A 点分流后, 分成流过开关 22 的电流 I2、流向整流器 23 的电流 I3。由此, 上述电流值的关系如下式(2)表示。

$$[0089] \quad I1 = I2 + I3 \dots (2)$$

[0090] 此外, I3 在 B 点分流后, 分成流过整流器 23 的电流 I4、流向变压器 41 的二次绕组和整流器 42 的电流 I5。由此, 上述电流值的关系如下式(3)表示。

$$[0091] \quad I3 = I4 + I5 \dots (3)$$

[0092] 如果在正向电流流过整流器 23 的状态下使驱动信号 Sa 导通, 则由于 A 点 -D 点之间导通, 所以 B 点电位几乎与 D 点电位相等(A 点与 B 点同电位)。例如, 在开关 22 使用绝缘栅双极型晶体管(IGBT)或场效应晶体管(FET)等的情况下, 上述元件的导通电压为 B 点与 D 点的电位差(B 点的电位与电源 1 的负侧电位大致相等)。另一方面, 通过平滑电路 3 将 C 点电位大致保持为充电电位状态(构成平滑电路 3 的电容器的充电电位)。由此, 这时对整流器 23 施加与 C 点 -B 点之间的电位差相当的反向偏压, 整流器 23 转换到断开状态。

[0093] 通常, 虽然整流器 23 使用 pn 结二极管, 但是在直到整流器 23 的反向恢复为止的期间, 从整流器 23 经由开关 22 的路径中流过短路电流(以下称为恢复电流)。于是, 为了防止因恢复电流造成的电路损失(电力损失)的增大, 控制部 6 在将要使驱动信号 Sa 导通之前的规定期间, 使换流单元 4 的换流信号 Sb 导通。由此, 使流过整流器 23 的电流换流到换流单元 4 一侧(使其经由变压器 41 换流到整流器 42)(参照图 2D)。

[0094] 这里, 与整流器 23 相比, 整流器 42 使用虽然能够耐受反复峰值电流、但是电流容

量(额定)较小的元件(虽然耐压高但是电容量较小的元件)。

[0095] 一般而言,与电容量较大的整流器相比,电容量较小的整流器的蓄积载流子量较小。由此,电容量越小,越能够缩短到反向恢复为止的时间,恢复电流也越少。此外,整流器的蓄积载流子量依赖于正向电流的大小。此外,施加的反向偏置电压越小,恢复电流越少。基于上述说明,在使驱动信号 Sa 导通之前,使换流信号 Sb 导通而使流过整流器 23 的电流换流到整流器 42 一侧,由此能够使从整流器 23 流向开关 22 的路径的恢复电流减少。

[0096] 此外,也可以使整流器 42 由碳化硅 (SiC)、氮化镓 (GaN)、金刚石等宽禁带半导体形成。宽禁带半导体与现有的半导体(非宽禁带半导体)相比,由于导通损失和切换损失较低,所以能够使电力转换装置进一步高效率化。此外,宽禁带半导体由于耐电压性高、且容许电流密度也高,所以能够实现整流器的小型化,通过使用这样小型化的整流器,能够实现设备的小型化。

[0097] 在上述说明中,描述的是驱动信号 Sa 的占空比是不变的,但是例如在负载 9 为电动机的情况下,基于与电动机的旋转频率相应地产生的感应电压不同等理由,有时适当变更升压电路的输出能够高效率地运转。此外,由于所需要的升压电路的输出电压根据电动机的规格、需要的负载转矩、运转状况等不同而不同,所以对驱动信号 Sa 的导通时间与断开时间的比率(占空比)进行适当调整。该调整处理在控制部 6 内实施。例如使用进行比例积分 (PI) 控制的控制器,通过将由电压检测部 5 得到的实际的输出电压 Vdc 和在控制部 6 内设定的目标电压 Vdc* (指令值) 作为输入进行比例积分控制来实现。

[0098] 其结果,对实际的输出电压 Vdc 实施反馈控制,使其靠近目标电压 Vdc*, 并逐次修改、设定驱动信号 Sa 的导通时间。经过一定时间之后,如果去掉稳态偏差,则 Vdc 与 Vdc* 大致相同。

[0099] Vdc* 也可以是,作为内部存储值被制作成关联数组,以根据运转状况改变数值。此外,还可以存储在外部,并读取到控制部 6 内来实施控制。

[0100] 此外,在需要电流控制的情况下,可以还考虑由电流检测元件 10 得到的电流值 Idc, 并生成驱动信号 Sa 的基准信号(占空比)。该调整处理在控制部 6 内实施。例如使用进行比例积分控制的 2 个控制器,首先,在第一控制器中,将由电压检测部 5 得到的实际的输出电压 Vdc 和在控制部 6 内设定的目标电压 Vdc* (指令值) 作为输入进行比例积分控制,输出电流指令值 Idc*。接着,在第二控制器中,将电流指令值 Idc* 和电流检测值 Idc 作为输入,对实际的输出电流 Idc 进行反馈控制,使其靠近目标值 Idc*, 并逐次修改、设定驱动信号 Sa 的导通时间。在这种情况下,经过一定时间之后,Vdc 和 Idc 也大致成为目标值(去掉稳态偏差)。此外,通过根据电源电压适当调整 Idc*, 还能够改善电源功率因数,并抑制高频电流。

[0101] 此外,由于需要根据使用条件来考虑控制的无用时间等,所以在上述控制器中,也可以根据状况进行组合了微分动作的比例 - 积分 - 微分 (PID) 控制。

[0102] Idc* 也可以作为内部存储值被制作成关联数组,以根据运转状况改变数值。即,也可以并非使用输出电压 Vdc 和目标电压 Vdc* (指令值) 通过比例积分控制等来得到 Idc*, 而是准备多个 Idc*, 使用与运转状况对应的 Idc*。此外,还可以存储在外部,并读取到控制部 6 内来实施控制。此外,也可以以电力等替代量取代电流实施控制。

[0103] 在以上的说明中,示出了开关 22 和开关 44 的从驱动信号这一方面进行换流动作的方法。另一方面,开关 22 和开关 44 的实际的开闭速度根据元件的种类或驱动电路的各种条件(门级周边电路的常数设定等)变化。由此,即使在使开关 44 的驱动信号 Sb (SB)的下降沿定时(断开定时)与开关 22 的驱动信号 Sa (SA)的上升沿定时(导通定时)为同一时刻的情况下,实际的开关 44 与开关 22 的开闭定时也未必一致。此外,关于开关 44 的驱动信号 Sb (SB),为了确保所需要的换流时间,通过调整信号 Sb (SB)的脉冲宽度,能够进一步提高恢复电流的抑制效果。于是,以下示出能够使开关 44 和开关 22 的导通、断开定时变更的通用性较高的电路。

[0104] 图 4 是表示生成开关驱动信号(驱动信号 Sa、Sb)的开关控制单元的一个示例的图。控制部 6 具有该开关控制单元。图 4 所示的开关控制单元包括:生成电平相互不同的基准信号(固定基准值)的基准信号生成部 2011 ~ 2013;生成三角波信号的三角波信号生成部 202;生成状态存储许可信号(详细情况后述)的状态存储许可信号生成部 203;比较两个系统的输入信号的比较器 2111 ~ 2113;以及由逻辑反转部 221、逻辑积运算部 222 和状态存储部 223 构成的逻辑运算单元 220。

[0105] 图 5A 是表示图 4 所示的结构开关控制单元生成的驱动信号的一个示例的图。使用上述图 4 和图 5A 对开关控制单元的开关驱动信号生成动作进行详细说明。

[0106] 在开关驱动信号的生成动作中,首先,基准信号生成部 2011、2012、2013 分别生成作为阈值的基准信号 S1 (第一基准信号)、基准信号 S2 (第二基准信号)、基准信号 S3 (第三基准信号)。此外,使其为 $S3 \leq S1 \leq S2$ 的关系(参照图 5A)。此外,三角波信号生成部 202 生成三角波信号 Sc。状态存储许可信号生成部 203 生成状态存储许可信号 Sx,其在上述三角波信号 Sc 的前半区间(从谷底到峰顶的区间)输出 HI、在后半区间(从峰顶到谷底的区间)输出 LO。此外,在图 5A 所示的示例中,虽然示出了以三角波信号的半周期区间反复输出 HI、LO 的示例,但是例如也可以根据作为负载 9 而连接的设备(制冷空调系统等)的运行要求等灵活地变更。

[0107] 接着,比较器 2111 基于第一基准信号 S1 和三角波信号 Sc,生成驱动信号 Sa。具体而言,对三角波信号 Sc 和第一基准信号 S1 进行比较,在 Sc 为 S1 以上($Sc \geq S1$)的情况下,使驱动信号 Sa 输出 HI (导通)。另一方面,在 Sc 小于 S1 ($Sc < S1$)的情况下,使驱动信号 Sa 输出 LO (断开)。

[0108] 同样,比较器 2112 基于第二基准信号 S2 和三角波信号 Sc,生成信号 Sy。具体而言,对三角波信号 Sc 和第二基准信号 S2 进行比较,在 Sc 为 S2 以上($Sc \geq S2$)的情况下,使信号 Sy 输出 HI。另一方面,在 Sc 小于 S2 ($Sc < S2$)的情况下,使信号 Sy 输出 LO。此外,比较器 2113 基于第三基准信号 S3 和三角波信号 Sc,生成信号 Sz。具体而言,对三角波信号 Sc 和第三基准信号 S3 进行比较,在 Sc 为 S3 以上($Sc \geq S3$)的情况下,使信号 Sz 输出 HI。另一方面,在 Sc 小于 S3 ($Sc < S3$)的情况下,使信号 Sz 输出 LO。

[0109] 此外,在比较器 2111 ~ 2113 中,在输入的有源方向、输入信号的两个值相同的情况($Sc=S1, Sc=S2, Sc=S3$ 的情况)下,使输出为 HI 一侧还是 LO 一侧,可以根据需要变更。

[0110] 接着,逻辑运算单元 220 基于上述信号 Sx、Sy 和 Sz 生成换流信号 Sb。具体而言,首先,逻辑反转部 221 生成使比较器 2112 的输出信号 Sy 反转而得到的信号(图中表现为对“Sy”附加“ $\bar{\quad}$ ”),接着,逻辑积运算部 222 对来自逻辑反转部 221 的输入信号(使 Sy 反转而

得到的信号)和来自比较器 2113 的输入信号 (S_z) 进行比较,在两个输入为 HI 的情况下,使输出信号 S_d 为 HI,除此以外的情况下使输出信号 S_d 为 L0 输出。然后,在状态存储许可信号生成部 203 的输出信号 S_x 为 HI 的区间,状态存储部 223 接收逻辑积运算部 222 的输出信号 S_d 的逻辑变化,保持并输出其状态。即,在上述区间 S_d 变化为 HI 的情况下,将换流信号 S_b 变更为 HI,在 S_d 变化为 L0 的情况下,将换流信号 S_b 变更为 L0。在除此以外的区间,使换流信号 S_b 的状态不发生变化。在状态存储部 223 中可以使用 D 锁存电路等。

[0111] 经过如上所述的一连串的逻辑过程,能够用比较简单的方法变更升压电路 2 的驱动信号 S_a 和换流单元 4 的驱动信号 S_b 的导通、断开定时。此外,不仅能够使驱动信号 S_a 的有源变更定时 (L0 \rightarrow HI 的变更定时) 与换流单元 4 的驱动信号 S_b 的断开定时 (HI \rightarrow L0 的变更定时) 同步,还能够对驱动信号 S_a 、 S_b 的导通、断开定时进行微调整。

[0112] 参见图 4 和图 5A 可知,在调整驱动信号 S_a 和 S_b 的导通、断开定时的关系的情况下,只要调整第一基准信号 S_1 与第三基准信号 S_3 的差值(图 5A 所示的 OFS1)、以及第一基准信号 S_1 与第二基准信号 S_2 的差值(图 5A 所示的 OFS2) 即可。在调整驱动信号 S_a 的导通、断开定时的情况下,只要调整基准信号 S_1 的值即可。在微调整驱动信号 S_b 的导通、断开定时的情况下,只要调整第二基准信号 S_2 的值和第三基准信号 S_3 的值即可。

[0113] 作为一个示例,图 5B 示出在想要使驱动信号 S_b 无延迟地断开的情况(想要使驱动信号 S_b 的断开定时与驱动信号 S_a 的导通定时一致的情况)下的控制。如图所示,通过使第一基准信号 S_1 与第二基准信号 S_2 重叠(使 OFS2 为 0),能够使驱动信号 S_b 的断开定时与驱动信号 S_a 的导通定时一致。此外,虽然省略了图示,但是根据运转条件,在使驱动信号 S_a 导通而闭合开关 22 之前不需要使流过升压电路 2 的电流换流到换流单元 4 一侧的情况(不需要使驱动信号 S_b 导通而闭合开关 44 的情况)下,通过使全部的基准信号 S_1 、 S_2 、 S_3 重叠(使 OFS1、OFS2 为 0),也能够使驱动信号 S_b 总是断开。

[0114] 通过如上所述的方法,能够用比较简单的方法变更驱动信号 S_a 、 S_b 的导通、断开定时。其结果,能够防止因驱动电路、开关元件特性的偏差而引起的再次换流,并能够可靠性较高地抑制恢复电流。

[0115] 此外,虽然通过由图 4 所示的开关控制单元使用多个基准信号,来对升压电路 2 的驱动信号 S_a 和换流单元 4 的驱动信号 S_b 的导通、断开定时进行调整,但是使用多个三角波信号,也能够实现同样的定时调整。下面,示出在使用多个三角波信号进行定时调整的情况下的示例。

[0116] 图 6 是表示图 4 所示的开关控制单元的变形例的图。该开关控制单元包括:生成基准信号的基准信号生成部 201;生成相互不同的三角波信号的三角波信号生成部 2021 ~ 2023;生成状态存储许可信号的状态存储许可信号生成部 203;比较两个系统的输入信号的比较器 2121 ~ 2123;以及由逻辑反转部 221、逻辑积运算部 222 和状态存储部 223 构成的逻辑运算单元 220。

[0117] 图 7A 是表示图 6 所示的结构开关控制单元生成的驱动信号的一个示例的图。

[0118] 在图 6 所示的结构开关控制单元的开关驱动信号的生成动作中,首先,基准信号生成部 201 例如生成与图 4 所示的开关控制单元的基准信号生成部 2011 所生成的基准信号同样的基准信号 S_1 。此外,三角波信号生成部 2021、2022、2023 分别生成三角波信号 Sc_1 (第一三角波信号)、三角波信号 Sc_2 (第二三角波信号)、三角波信号 Sc_3 (第三三角波信

号)。此外,各三角波信号的振幅和周期是固定的,并且各自的相位一致,为 $Sc2 \leq Sc1 \leq Sc3$ 的关系。即,三角波信号 $Sc1$ 、 $Sc2$ 、 $Sc3$ 是通过使某个三角波信号在振幅方向上滑动而得到的关系。状态存储许可信号生成部 203 生成与图 4 所示的开关控制单元的状态存储许可信号生成部 203 同样的状态存储许可信号 Sx 。

[0119] 接着,比较器 2121 基于第一三角波信号 $Sc1$ 和基准信号 $S1$,生成驱动信号 Sa 。具体而言,对第一三角波信号 $Sc1$ 和基准信号 $S1$ 进行比较,在 $Sc1$ 为 $S1$ 以上($Sc1 \geq S1$)的情况下,使驱动信号 Sa 输出 HI (导通)。另一方面,在 $Sc1$ 小于 $S1$ ($Sc1 < S1$)的情况下,使驱动信号 Sa 输出 LO (断开)。

[0120] 同样,比较器 2122 基于第二三角波信号 $Sc2$ 和基准信号 $S1$,生成信号 Sy 。具体而言,对第二三角波信号 $Sc2$ 和基准信号 $S1$ 进行比较,在 $Sc2$ 为 $S1$ 以上($Sc2 \geq S1$)的情况下,使信号 Sy 输出 HI。另一方面,在 $Sc2$ 小于 $S1$ ($Sc2 < S1$)的情况下,使信号 Sy 输出 LO。此外,比较器 2123 基于第三三角波信号 $Sc3$ 和基准信号 $S1$,生成信号 Sz 。具体而言,对第三三角波信号 $Sc3$ 和基准信号 $S1$ 进行比较,在 $Sc3$ 为 $S1$ 以上($Sc3 \geq S1$)的情况下,使信号 Sz 输出 HI。另一方面,在 $Sc3$ 小于 $S1$ ($Sc3 < S1$)的情况下,使信号 Sz 输出 LO。

[0121] 接着,逻辑运算单元 220 基于上述信号 Sx 、 Sy 和 Sz ,生成换流信号 Sb 。该动作与图 4 所示的开关控制单元的逻辑运算单元 220 进行的动作相同。

[0122] 这样,在使用多个三角波信号的情况下,也能够进行开关驱动信号 Sa 、 Sb 的定时调整。此外,通过使三角波信号 $Sc2$ 、 $Sc3$ 相对于 $Sc1$ 具有任意宽度的偏移、或者任意时间宽度(图 7A 中示出了设 $Sc1$ 和 $Sc3$ 的时间宽度为 $\Delta T1$ 、设 $Sc1$ 和 $Sc2$ 的时间宽度为 $\Delta T2$ 的情况下的示例),能够对开关驱动信号 Sa 、 Sb 的导通、断开定时进行调整。

[0123] 在想要使驱动信号 Sb 无延迟地断开的情况下,使三角波信号 $Sc1$ 、 $Sc2$ 、 $Sc3$ 成为图 7B 所示的关系即可。即,通过使第一三角波信号 $Sc1$ 与第二三角波信号 $Sc2$ 重叠(使 $\Delta T2$ 为 0),能够使驱动信号 Sb 的断开定时与驱动信号 Sa 的导通定时同步。此外,在使驱动信号 Sa 导通而闭合开关 22 之前不需要使流过升压电路 2 的电流换流到换流单元 4 一侧的情况(不需要使驱动信号 Sb 导通而闭合开关 44 的情况)下,通过使全部的三角波信号 $Sc1$ 、 $Sc2$ 、 $Sc3$ 重叠(使 $\Delta T1$ 、 $\Delta T2$ 为 0),还能够使驱动信号 Sb 总是断开。

[0124] 在使用图 6 所示的开关控制单元的情况下,也能够进行与使用图 4 所示的结构的开关控制单元的情况同样的控制,由于能够用比较简单的方法变更驱动信号 Sa 、 Sb 的导通、断开定时,所以能够防止因驱动电路、开关元件特性的偏差而引起的再次换流,并能够可靠性较高地抑制恢复电流。

[0125] 虽然使图 4 和图 6 所示的开关控制单元使用基准信号和三角波信号,但是也可以使用锯齿波状的信号来取代三角波信号。图 8 和图 9 是表示使用锯齿波信号的控制动作的一个示例的图。图 8 示出了在图 4 所示的开关控制单元中使用取代三角波信号的锯齿波信号的情况下的示例,图 9 示出了在图 6 所示的开关控制单元中使用取代三角波信号的锯齿波信号的情况下的示例。在图 8 和图 9 中,示出了在状态存储许可信号生成部 203 中,在锯齿波信号的下降沿附近使状态存储许可信号 Sx 成为断开状态,并且在除此以外的区间成为导通状态的示例。但是,不限于此,例如也可以根据作为负载 9 而连接的设备的运行要求等灵活地变更。

[0126] 此外,根据运转状态、系统规格,换流单元 4 的最佳的动作时间也有所不同。

[0127] 例如在流过整流器 23 的电流较大的情况下,由于从整流器 23 换流到整流器 42 要花费时间,所以存在希望换流时间(闭合开关 44 的时间)较大的情况(需要延长反向恢复电荷的补偿时间)。相反地,当流过整流器 23 的电流较小时,还存在从整流器 23 换流到整流器 42 所需要的时间可以较短的情况(需要缩短反向恢复电荷的补偿时间)。即,如图 10A 和图 10B 所示,如果正向电流(与流过整流器 23 的电流相当)增大,则反向恢复电荷量 Q_{rr} 增大,恢复电流也增大。此外,即使换流动作未完全结束,也存在能够充分满足系统要求的规格(设计值)的情况。这样,根据系统要求的规格,换流信号 S_b 的脉冲宽度不同。

[0128] 因此,通过使换流到换流单元 4 的换流时间与负载电流的大小、开关 22 的切换速度、整流器 23 的元件特性相应地灵活变更,能够实现更加适合于该系统的换流动作。例如在与负载电流的大小相应地变更换流时间的情况下,如图 11A 和图 11B 所示那样即可。图 11A 表示电流(能够由图 1 所示的电流检测元件 10 观测的电流)与 OFS1(表示在进行图 5A、图 5B 等的控制的情况下的基准信号 S_1 与 S_3 之差的偏移值)的关系的一个示例,图 11B 表示电流与 OFS2(表示基准信号 S_1 与 S_2 之差的偏移值)的关系的一个示例。电流与各偏移值的关系,根据构成电路的各装置的性能和模拟等预先求出即可。这样,通过以负载电流越大换流信号 S_b 的脉冲宽度越大的方式进行变更,能够构筑更效率的系统。此外,在不脱离主要内容的范围内,也可以使用其他部位的电流检测结果。

[0129] 这样,在本实施方式的电力转换装置中,包括:使从电源供给的直流电压升压的升压电路;与升压电路内的整流器并联连接,并且能够使流过该整流器的电流在所期望的定时换流的换流单元;以及对升压电路和换流单元进行控制的控制部,其中,控制部进行控制,使流过整流器的电流(正向电流)换流到换流单元一侧之后,对该整流器施加反向偏压。由此,能够抑制整流器的恢复电流,并且能够防止由恢复电流造成的电路损失增大。其结果,能够实现高可靠性且高效率的电力转换装置。

[0130] 此外,在本实施方式中,虽然示出了控制部 6 内部的开关控制单元的、开关 22 的驱动信号 S_a 和开关 44 的驱动信号(换流信号) S_b 的生成动作示例,但是该开关控制单元也可以使用微型计算机或数字信号处理器(DSP)等的内部功能来实现。例如也可以使用附随于这些装置的单触发脉冲发生功能等生成信号来实现。

[0131] (实施方式 2)

[0132] 图 12 是表示实施方式 2 的电力转换装置的构成例的图。本实施方式的电力转换装置是使在实施方式 1 中说明的电力转换装置变形而得到的,具体而言,将电源 1、控制部 6 置换为电源 1a、控制部 6a,并且追加过零检测部 100。在本实施方式中,仅对与在实施方式 1 中所说明的电力转换装置不同的部分进行说明。

[0133] 如图 12 所示,电源 1a 包括:交流电源 1a-1(单相)和由多个整流元件构成的整流部 1a-2(内部为桥式连接)。在该电源 1a 中,由整流部 1a-2 对交流电源 1a-1 产生的交流电力进行整流,并将其供给到其后的升压电路 2。

[0134] 过零检测部 100 监视交流电源 1a-1 输出的电压,检测过零点。监视结果作为过零信号 ZC 输出到控制部 6a。控制部 6a 基于过零信号 ZC ,生成与过零点同步的驱动信号 S_a 、 S_b 。通过进行与过零点同步的控制,能够抑制噪声的产生。

[0135] 此外,也可以如图 13 所示那样,将在实施方式 1 中所说明的电力转换装置的电源 1 置换为电源 1b。电源 1b 包括:交流电源 1b-1(三相)和由多个整流元件构成的整流部 1b-2

(内部为桥式连接),由整流部 1b-2 对交流电源 1b-1 产生的三相交流电力进行整流,并将其供给到其后的升压电路 2。

[0136] 在上述的图 12、图 13 所示的结构的电力转换装置中,也与图 1 所示的实施方式 1 的电力转换装置同样,能够对升压电路 2 和换流单元 4 的各信号的导通、断开定时进行调整,能够得到与实施方式 1 的电力转换装置同样的效果。

[0137] 此外,在本实施方式中,虽然示出了使从单相或三相交流电源供给的电力升压的电力转换装置的结构例,但是在具有升降压功能的各种转换器中,能够将本技术应用于具有用于防止逆流的整流器的结构的电路,通过对升压电路和换流单元的各驱动信号的导通、断开定时进行调整,能够提高系统效率,并且能够减少恢复电流和噪声。

[0138] 此外,在各实施方式的说明中,为了便于说明,使电源包含在电力转换装置中进行了说明,但是电源也可以存在于电力转换装置的外部。

[0139] 如上所述,根据在各实施方式中说明的电力转换装置,由于能够根据运转状态对控制升压电路的升压信号(与上述驱动信号 Sa 相当)和控制换流单元的换流信号(与上述驱动信号 Sb 相当)的脉冲宽度进行变更,所以在换流结束时,能够防止因电路、元件特性的偏差而引起的再次换流,并能够可靠性较高地抑制恢复电流。

[0140] 此外,根据在各实施方式中说明的电力转换装置,由于能够根据负载电流的大小来调整换流单元的换流时间,所以能够防止换流单元的过度发热,并且能够可靠性较高地抑制恢复电流。而且,由于能够防止过度的发热,所以能够以低成本进行用于换流单元的散热对策。此外,通过使辅助整流器使用宽禁带半导体,能够进一步实现高效率化。

[0141] 此外,根据在各实施方式中说明的电力转换装置,由于将使流过升压电路内的整流器的电流换流的定时的控制信号即换流信号的导通、断开定时设置为可变,所以能够根据升压电路的开关元件的切换速度来调整换流单元的换流时间,并且也能够灵活地应对系统变更。

[0142] 此外,根据在各实施方式中说明的电力转换装置,由于能够用比较简单的方法调整换流信号的导通、断开定时,所以能够使用微型计算机的单触发脉冲发生功能等实现开关控制单元。由此,能够抑制成本上升地实现控制单元。

[0143] 此外,根据在各实施方式中说明的电力转换装置,其特征在于:具有生成多个基准信号的单元和生成三角波信号(或锯齿波信号)的单元,基于基准信号和三角波信号(或锯齿波信号)的比较结果,生成开关元件的控制信号和换流信号,因此通用性较高,能够应用于各种系统。

[0144] 此外,根据在各实施方式中说明的电力转换装置,由于能够与直流电源、或者交流电源及对上述交流电源电压进行整流的整流电路对应,所以通用性较高,能够应用于各种系统。因此,例如通过将其应用于制冷空调系统,能够实现高效率且高可靠性的制冷空调系统。

[0145] 如上所述,本发明涉及的电力转换装置,作为将输入电压转换为所期望的电压的装置是有用的,特别适合于利用开关元件进行电压转换的电力转换装置。

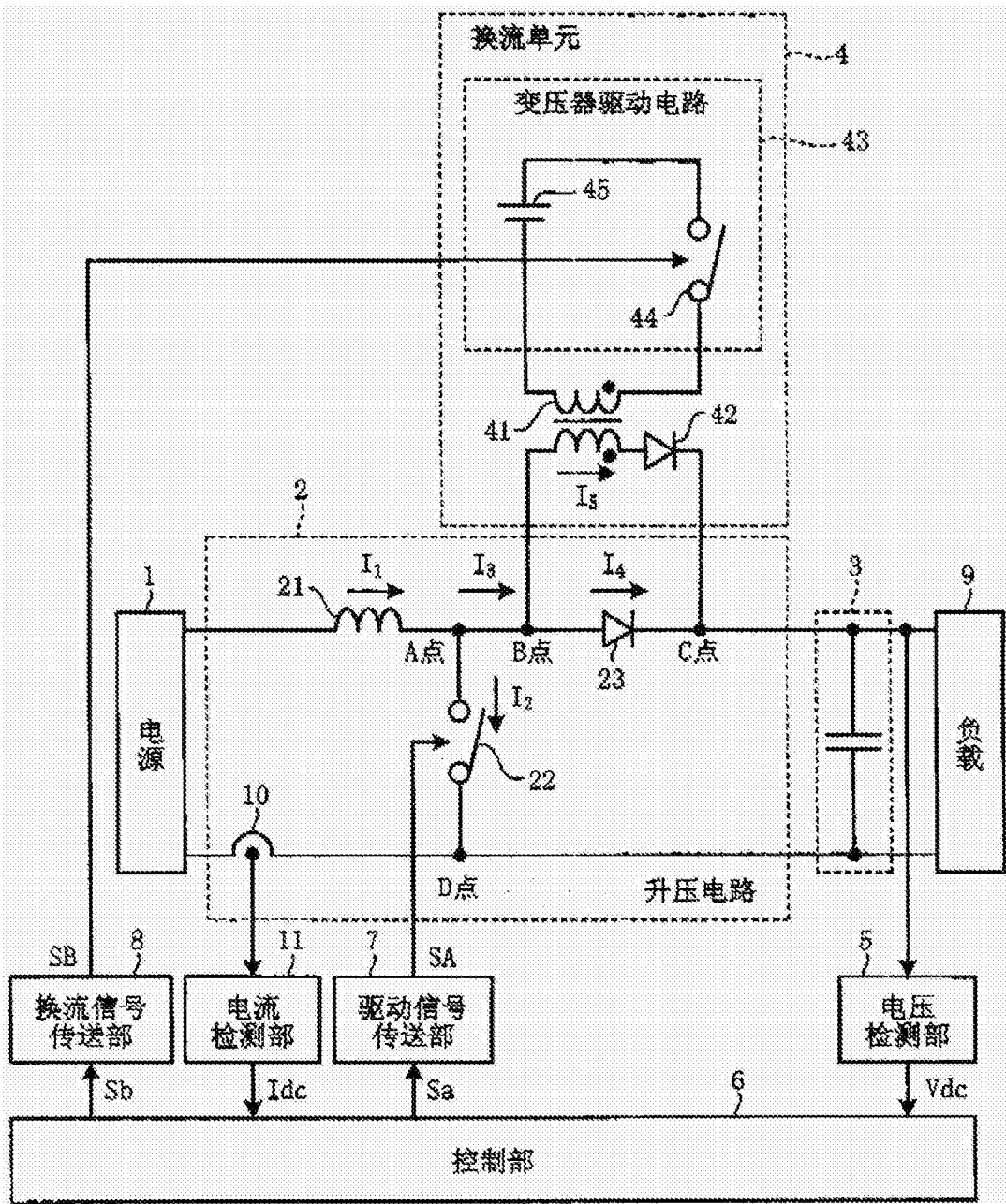


图 1

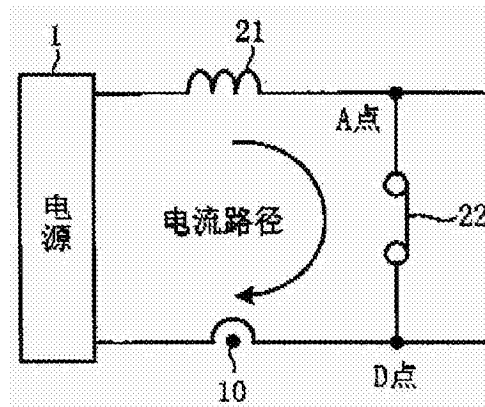


图 2A

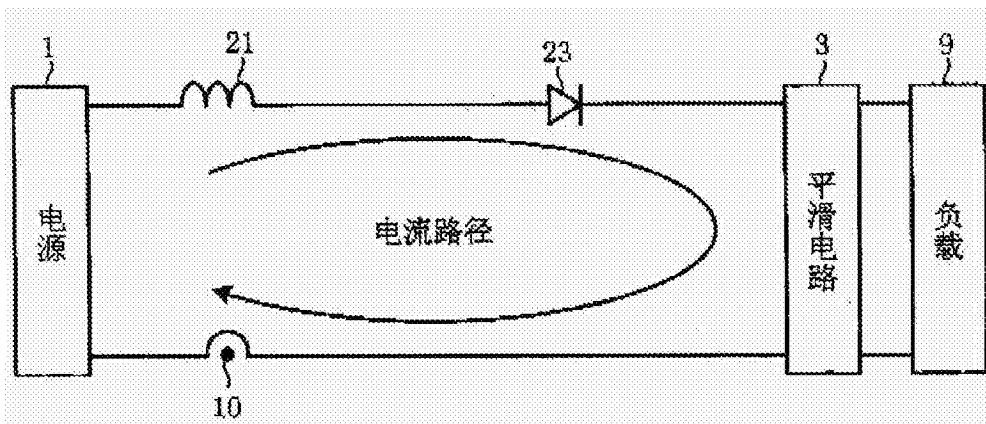


图 2B

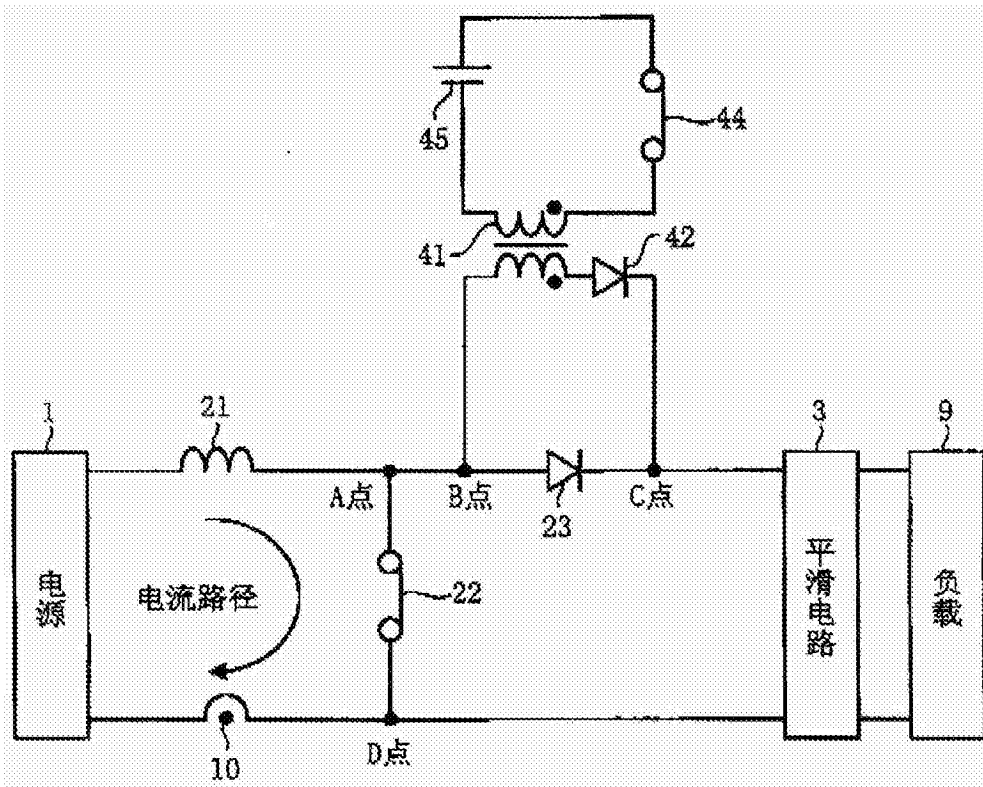


图 2C

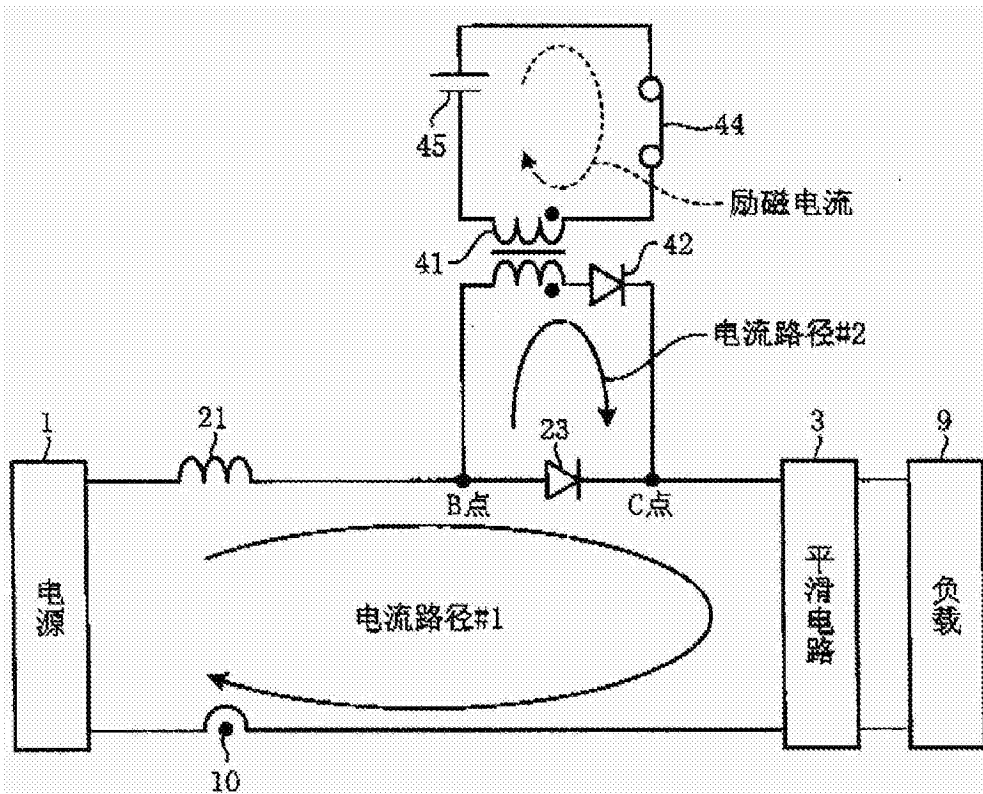


图 2D

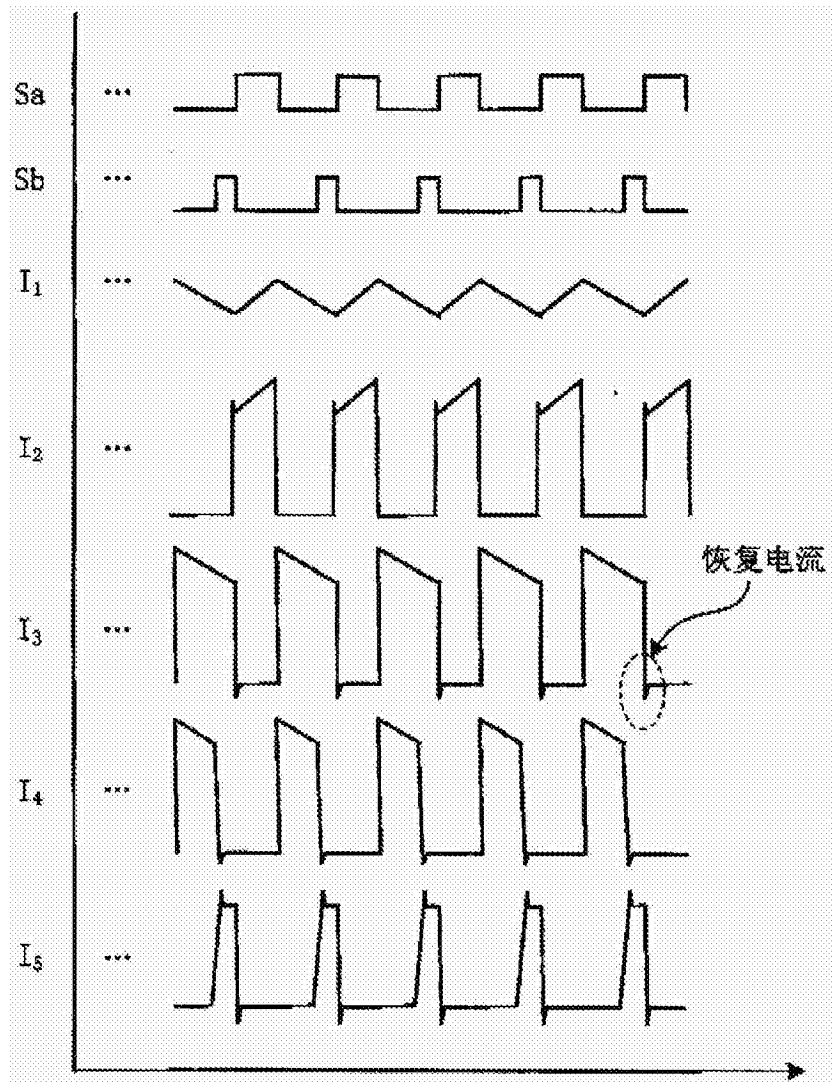


图 3

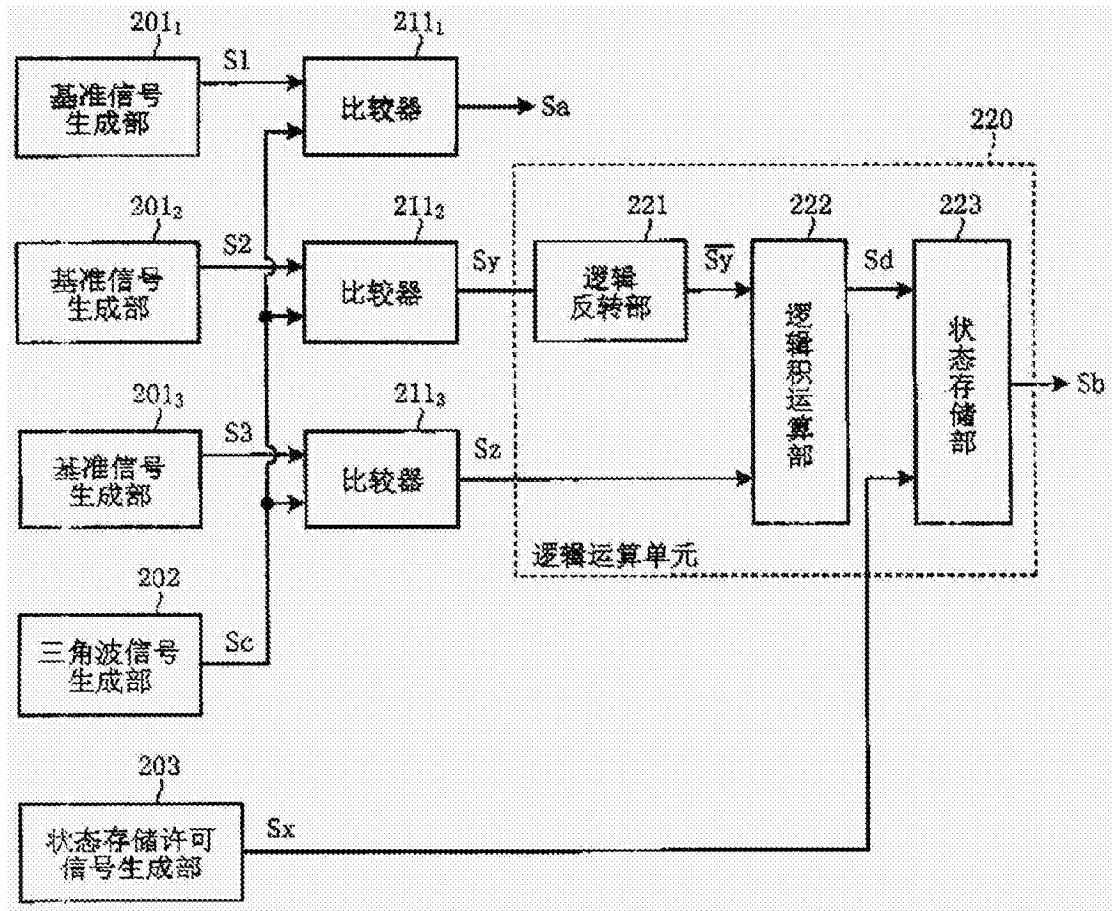


图 4

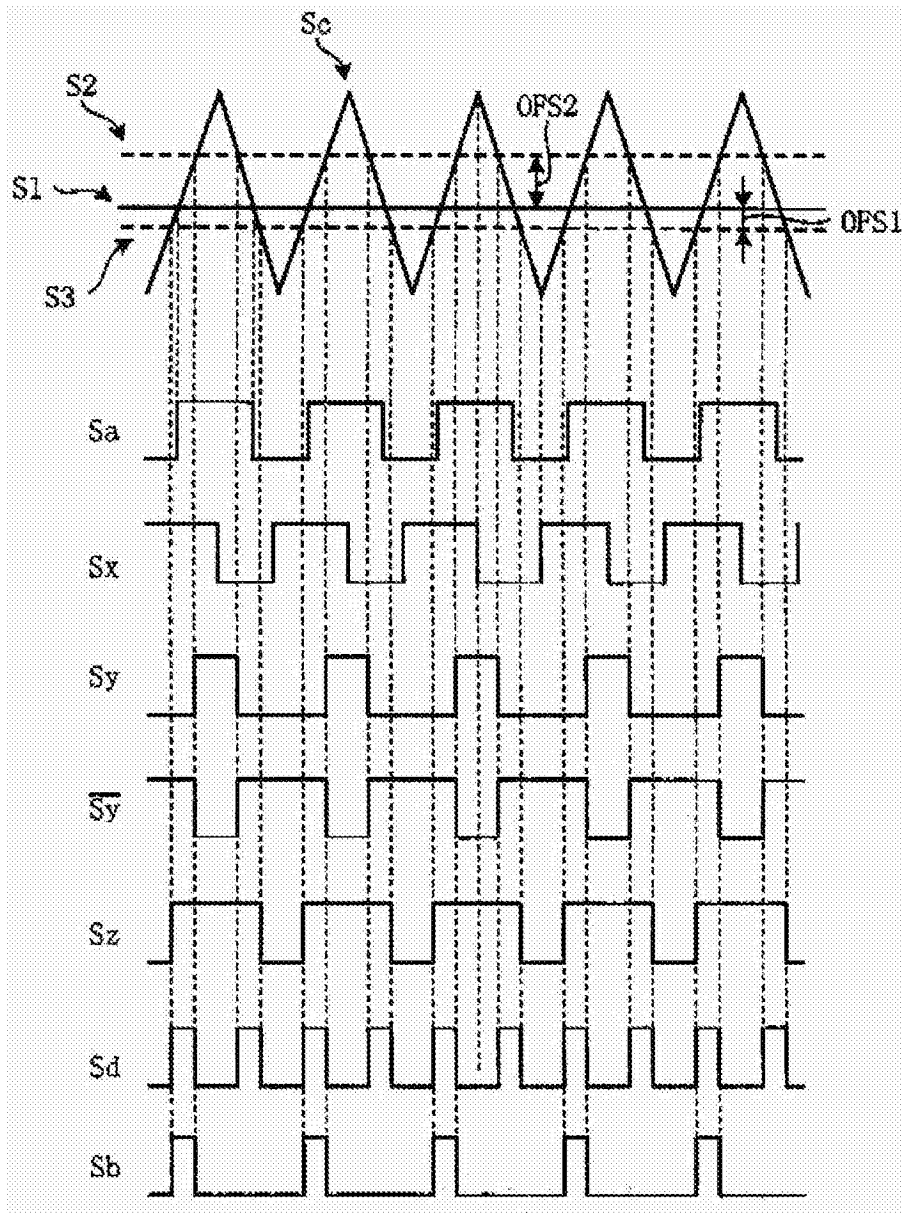


图 5A

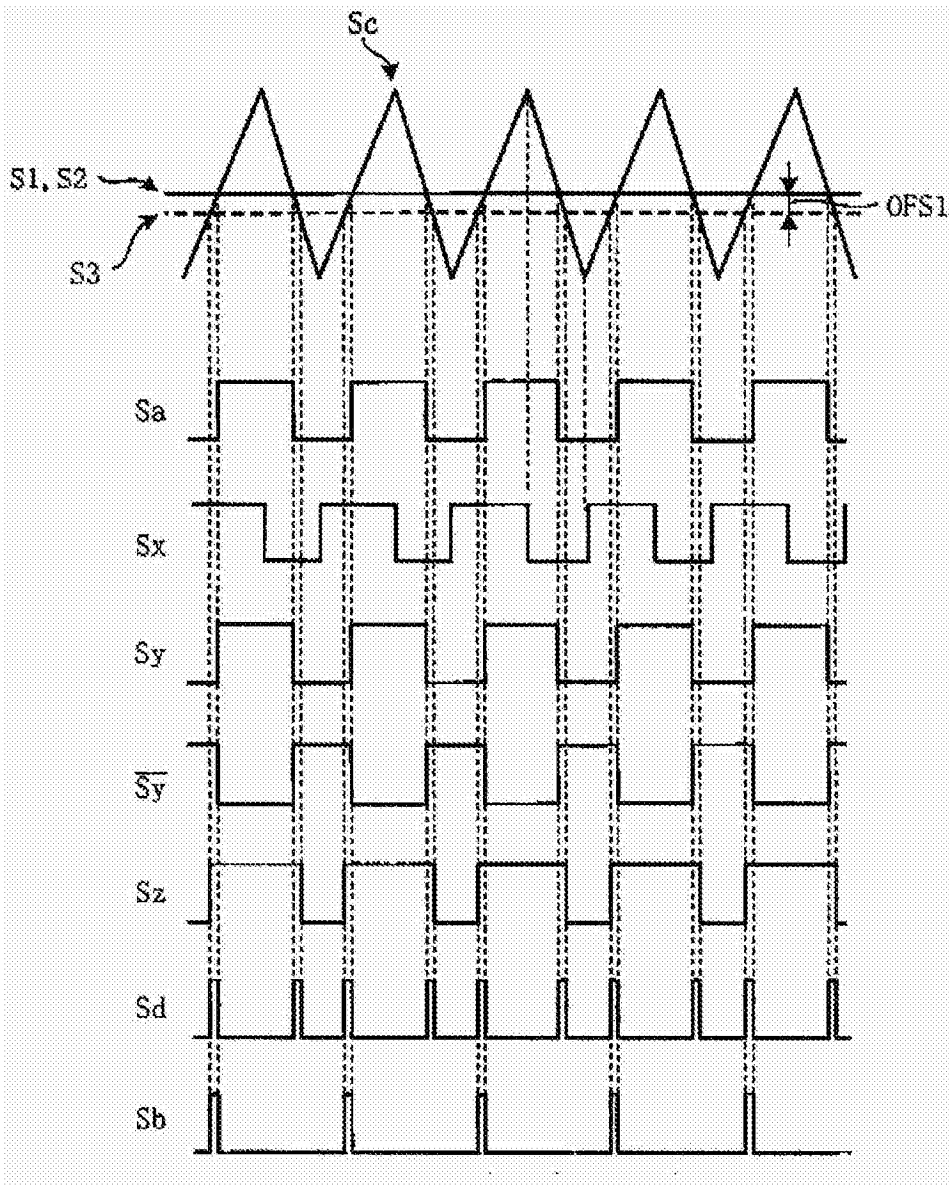


图 5B

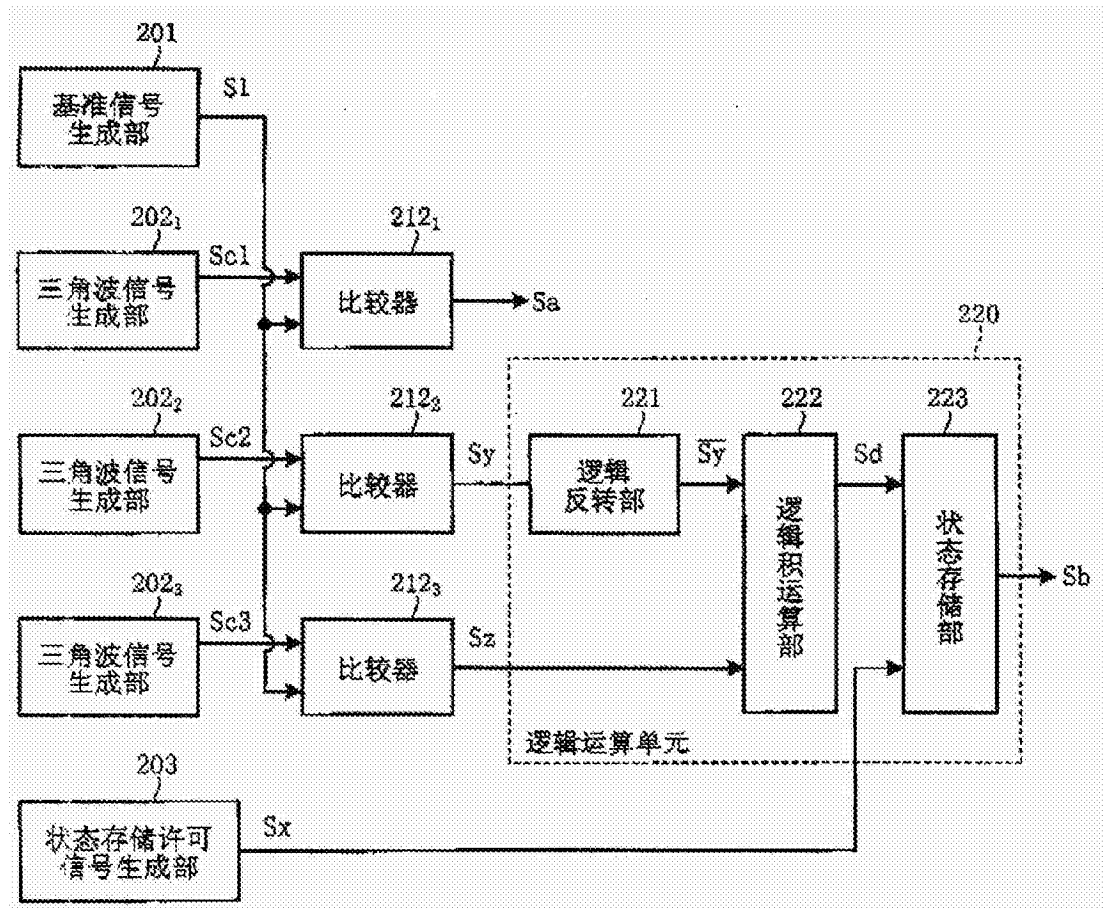


图 6

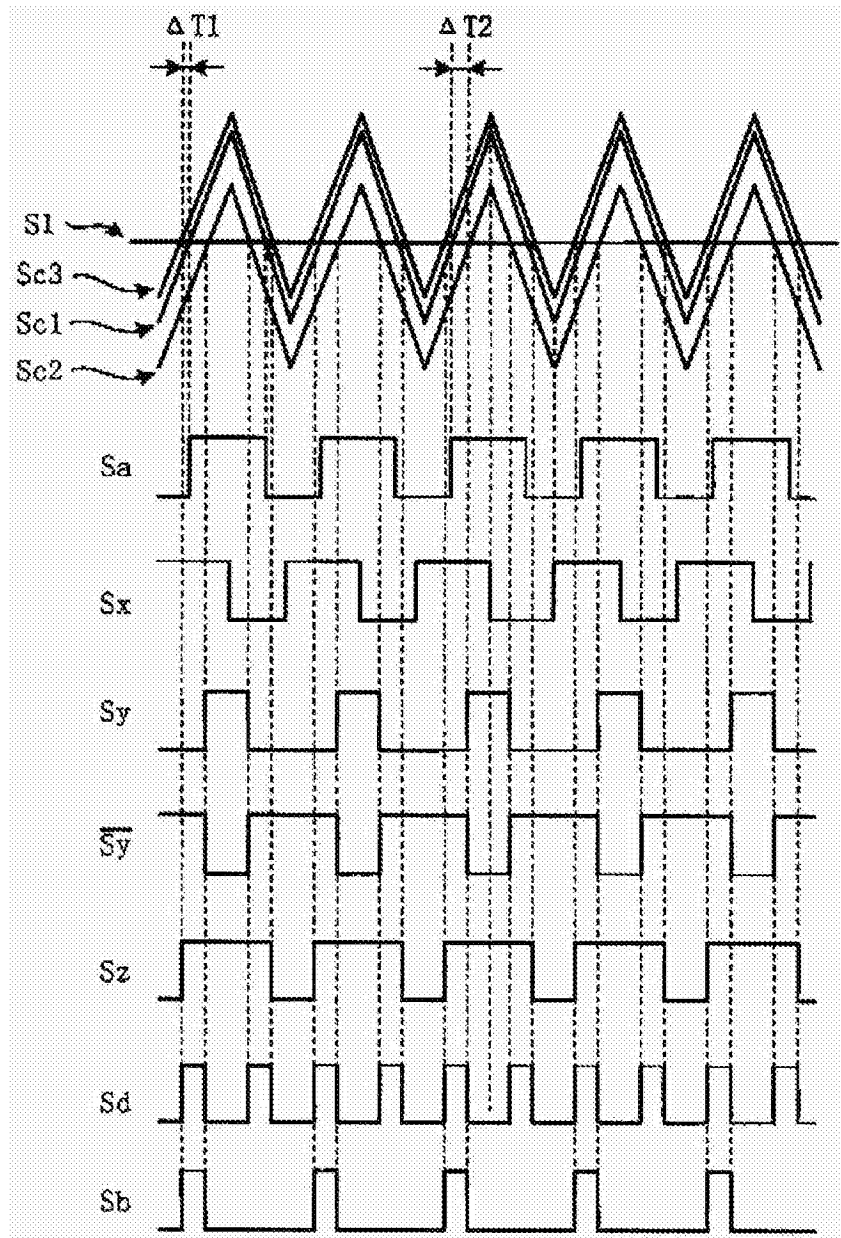


图 7A

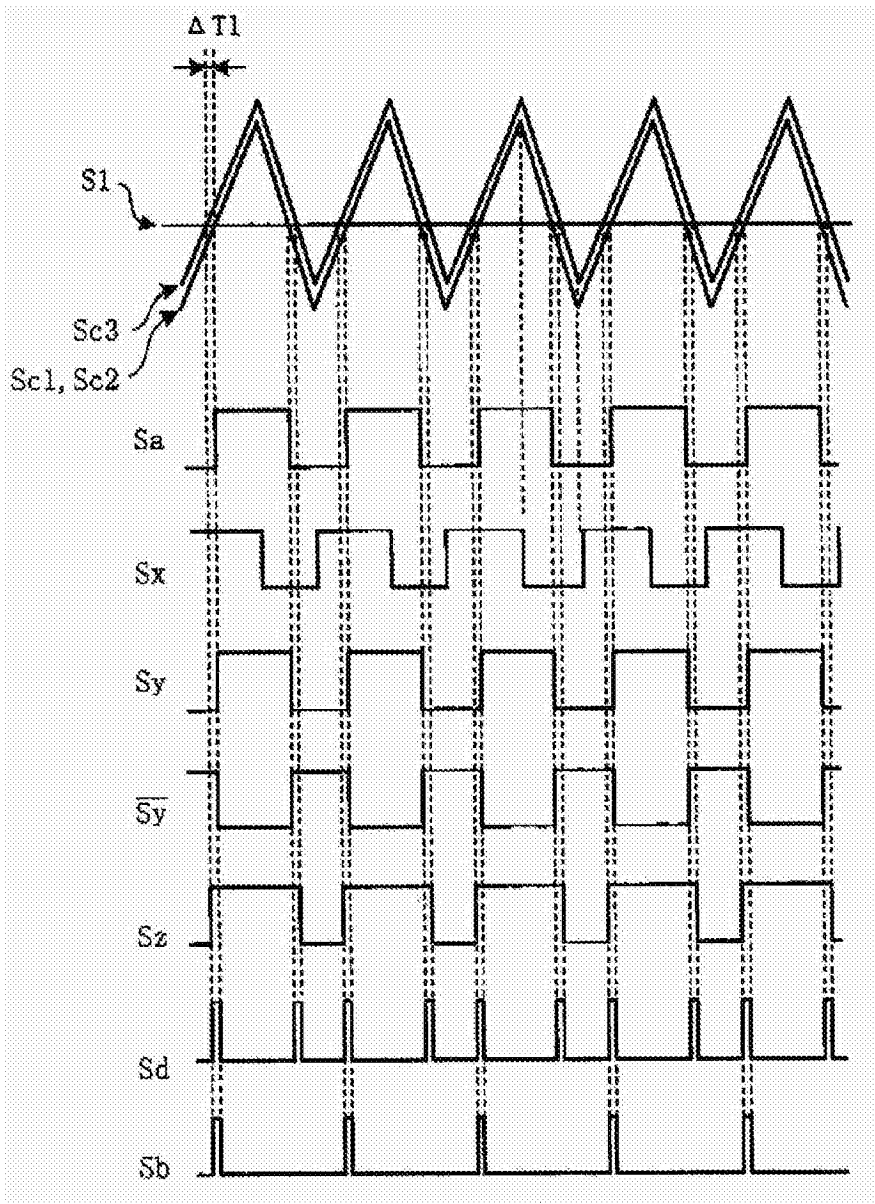


图 7B

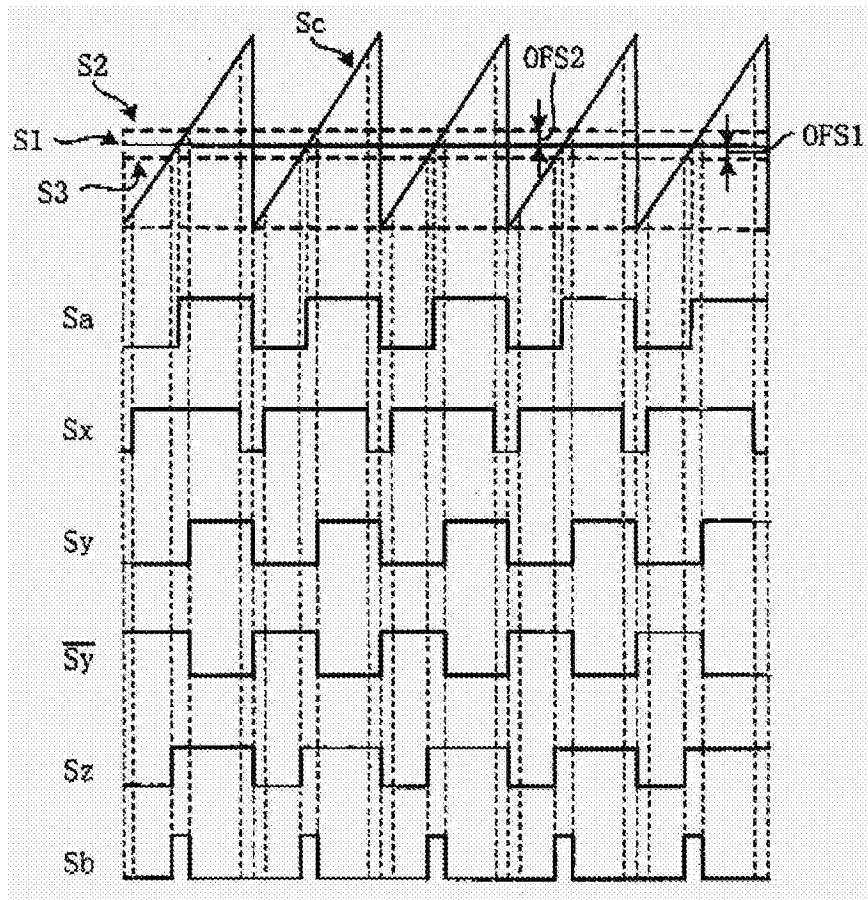


图 8

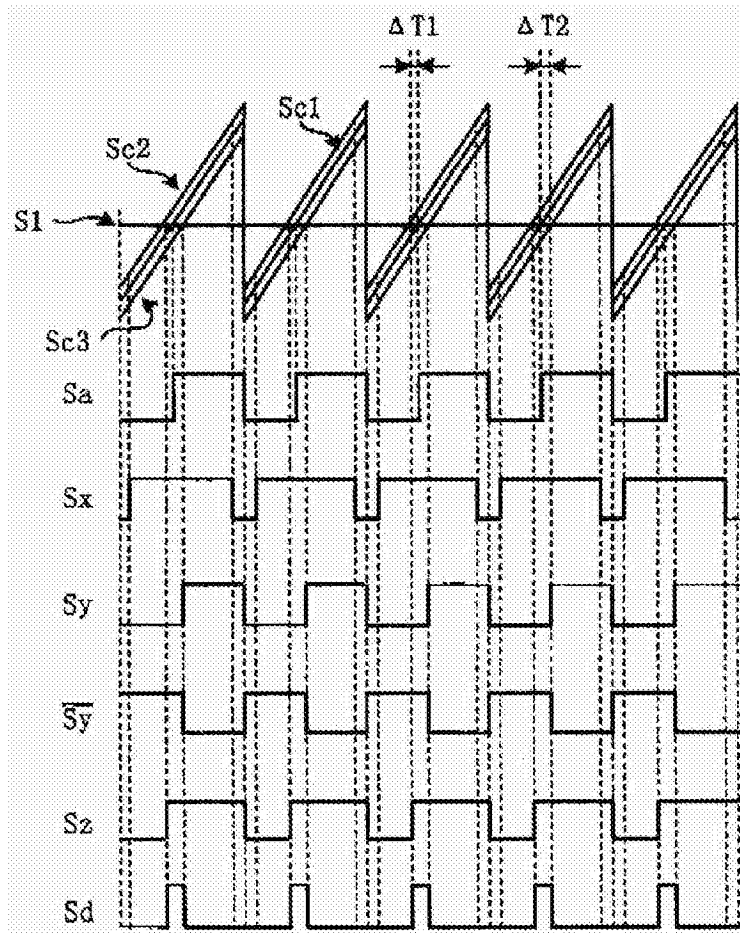


图 9

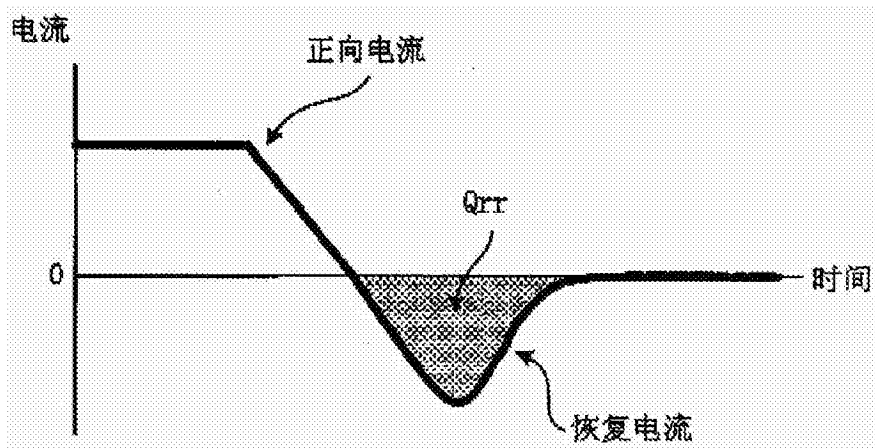


图 10A

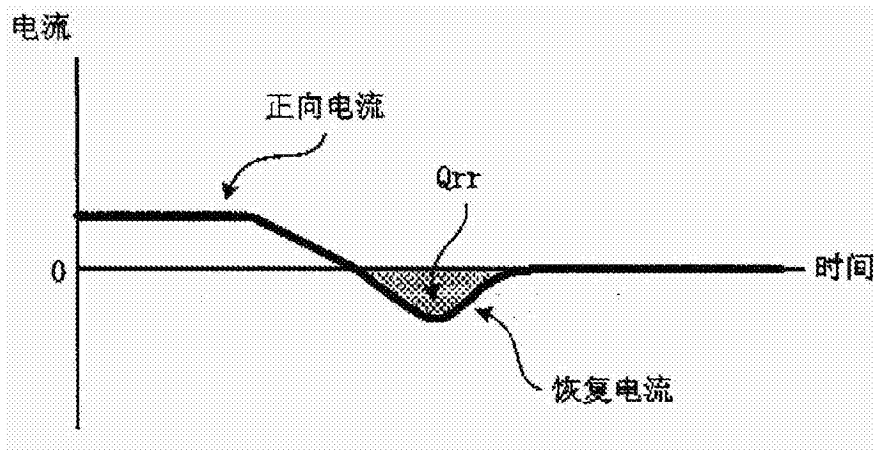


图 10B

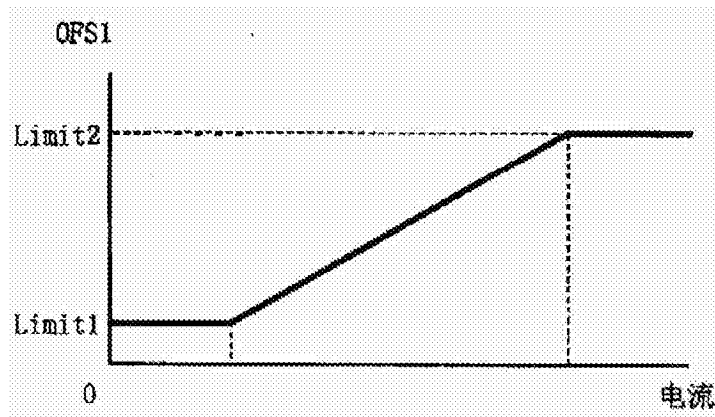


图 11A

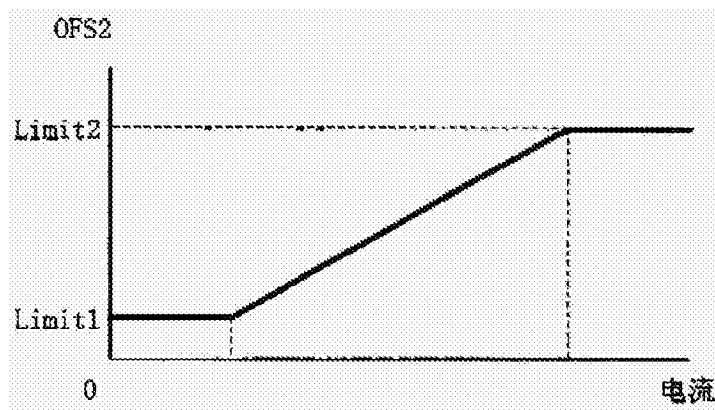


图 11B

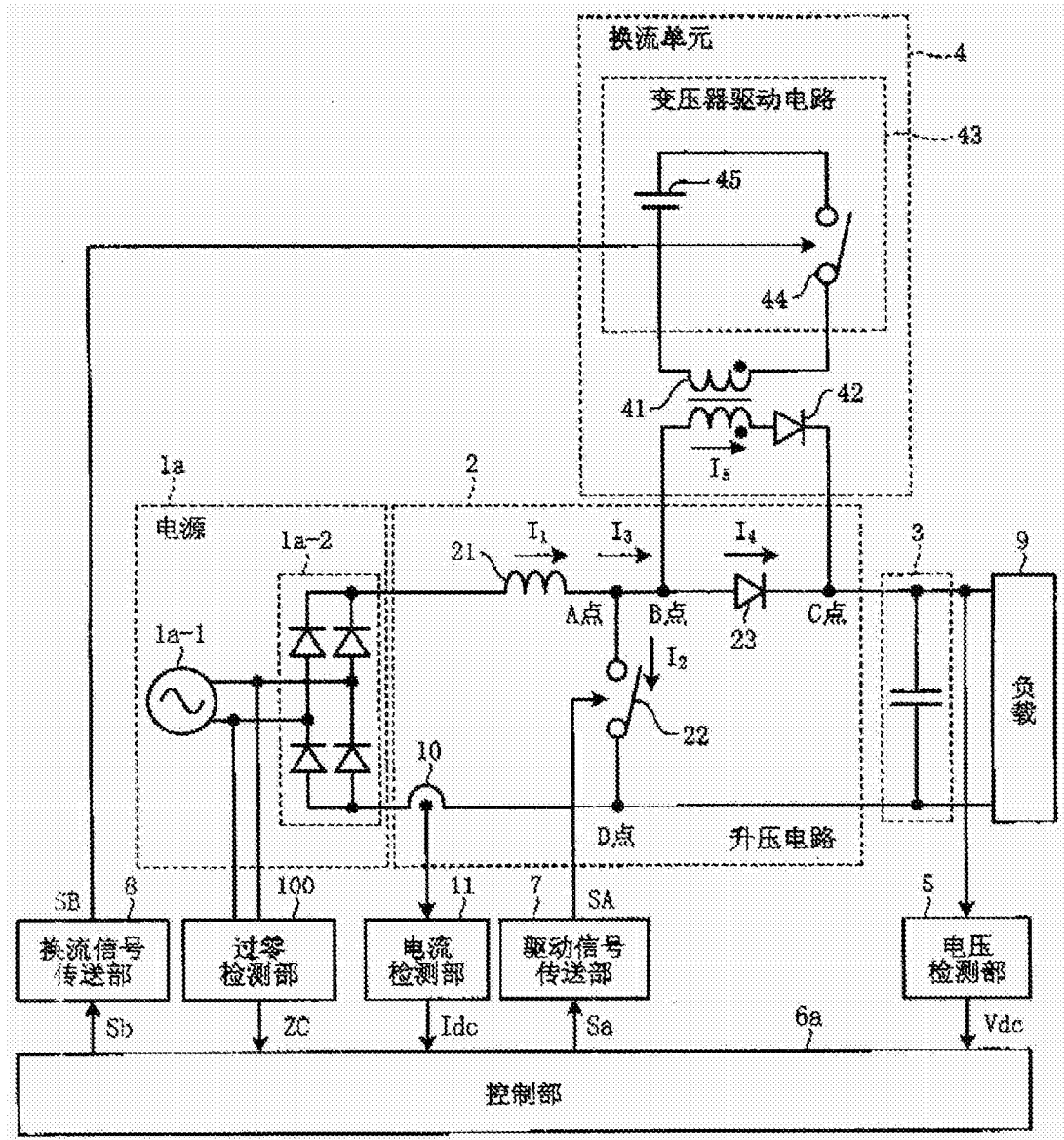


图 12

