



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102460931 B

(45) 授权公告日 2014. 08. 27

(21) 申请号 201080025434. 7

代理人 李辉 黄纶伟

(22) 申请日 2010. 05. 21

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

H02P 27/08 (2006. 01)

2009-138314 2009. 06. 09 JP

(56) 对比文件

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

JP 2000-102290 A, 2000. 04. 07, 见说明书第 0022-0100 段、附图 1-23.

2011. 12. 08

JP 2005-168161 A, 2005. 06. 23, 见说明书第

(86) PCT国际申请的申请数据

0005-0035 段、附图 1-18.

PCT/JP2010/058628 2010. 05. 21

CN 1659774 A, 2005. 08. 24, 全文.

(87) PCT国际申请的公布数据

审查员 李晓艳

W02010/143514 JA 2010. 12. 16

(73) 专利权人 本田技研工业株式会社

地址 日本东京都

(72) 发明人 中川智明

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限

公司 11127

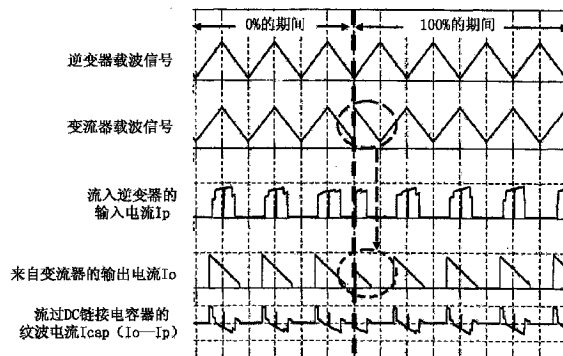
权利要求书1页 说明书8页 附图15页

(54) 发明名称

负载驱动系统的控制装置

(57) 摘要

提供即使以 2 相调制方式对逆变器进行 PWM 控制也能够降低流过平滑电容器的纹波电流的负载驱动系统的控制装置。该负载驱动系统具有：变流器，其对直流电源的输出电压进行变压；逆变器，其将从变流器输出的直流电压变换为 3 相的交流电压，施加给负载；以及平滑电容器，其并联地设置在变流器与逆变器之间。该控制装置具有：逆变器控制部，其以 2 相调制方式对逆变器进行 PWM 控制；以及变流器控制部，其对变流器进行 PWM 控制。逆变器控制部使用的逆变器载波信号与变流器控制部使用的变流器载波信号的频率相同。另外，在与逆变器载波信号对应的流入逆变器的输入电流的发生定时偏移规定周期时，使逆变器载波信号与变流器载波信号之间的相位差偏移上述规定周期。



1. 一种负载驱动系统的控制装置,该负载驱动系统具有:
变流器,其对直流电源的输出电压进行升压或降压;
逆变器,其将从所述变流器输出的直流电压变换为 3 相的交流电压,施加给负载;以及
平滑电容器,其并联地设置在所述变流器与所述逆变器之间,
该负载驱动系统的控制装置的特征在于,该控制装置具有:
逆变器控制部,其以 2 相调制方式对所述逆变器进行 PWM 控制;以及
变流器控制部,其对所述变流器进行 PWM 控制,

所述逆变器控制部对所述逆变器进行 PWM 控制时使用的逆变器载波信号与所述变流器控制部对所述变流器进行 PWM 控制时使用的变流器载波信号各频率被设定为:对于各个载波信号,与所述逆变器载波信号对应的流入所述逆变器的输入电流和与所述变流器载波信号对应的来自所述变流器的输出电流的产生定时按照 1 个以上的周期一致,

该控制装置还设置有校正单元,在所述逆变器的输入电流的产生定时发生变化、在所述各载波信号的频率下所述输入电流与所述输出电流的产生定时不一致的情况下,该校正单元将所述产生定时校正为一致,

当与所述逆变器载波信号对应的流入所述逆变器的输入电流的产生定时偏移半周期时,所述变流器控制部在同步变流器载波信号和相移变流器载波信号之间切换在对所述变流器进行 PWM 控制时使用的载波信号,所述同步变流器载波信号的相位与所述逆变器载波信号同步,所述相移变流器载波信号的相位与所述逆变器载波信号相差半周期。

2. 根据权利要求 1 所述的负载驱动系统的控制装置,其特征在于,

所述校正单元使所述逆变器载波信号与所述变流器载波信号的相位差偏移与所述产生定时的变化量相应的量。

3. 根据权利要求 1 所述的负载驱动系统的控制装置,其特征在于,

所述校正单元使 PWM 控制输出的产生定时偏移与所述产生定时的变化量相应的量。

4. 根据权利要求 1 所述的负载驱动系统的控制装置,其特征在于,

所述相移变流器载波信号的相位相对于所述同步变流器载波信号提前半周期。

5. 根据权利要求 1 所述的负载驱动系统的控制装置,其特征在于,

所述相移变流器载波信号的相位相对于所述同步变流器载波信号滞后半周期,

所述变流器控制部在紧接在从所述同步变流器载波信号切换为所述相移变流器载波信号之后的半周期的期间内,停止载波信号的输出。

负载驱动系统的控制装置

技术领域

[0001] 本发明涉及以 2 相调制方式对逆变器进行 PWM 控制的负载驱动系统的控制装置。

背景技术

[0002] 用于驱动电动机等负载的驱动负载系统具备：直流电源、进行升压或降压的 DC/DC 变流器 (converter)、将直流电力变换为交流电力的逆变器 (inverter)、设置在 DC/DC 变流器与逆变器之间的使直流电压平滑化的 DC 链接电容器和负载。如果对该驱动负载系统内的 DC/DC 变流器、DC 链接电容器以及逆变器进行模块化, 则从 DC/DC 变流器到 DC 链接电容器的电流与从 DC 链接电容器到逆变器的电流相互影响, 使得流过 DC 链接电容器的纹波电流 (ripple current) 增大。但是, 鉴于 DC 链接电容器的寿命、DC 链接电容器所产生的损耗及模块的尺寸等, 希望纹波电流较低。

[0003] 图 7 是示出专利文献 1 所公开的电动机驱动装置以及该电动机驱动装置所包含的逆变器的结构的图。另外, 图 8 是示出将逆变器与 DC/DC 变流器的载波信号优化时的动作波形的图。如图 8 所示, 图 7 所示的电动机驱动装置的控制电路 60 进行控制, 使得用于驱动三角波比较方式的 PWM (Pulse Width Modulation: 脉冲宽度调制) 逆变器 20 的逆变器载波信号的频率与用于驱动 DC/DC 变流器 40 的 DC/DC 变流器载波信号的频率同步、流入逆变器 20 的输入电流 I_p 为零的期间的中心与 DC/DC 变流器 40 的输出电流 I_o 为零的期间的中心一致。在图 8 所示的例子中, 使 DC/DC 变流器载波信号的频率以逆变器载波信号频率的 2 倍进行同步。通过该控制, 从 DC/DC 变流器到 DC 链接电容器的电流的脉冲的定时与从 DC 链接电容器到逆变器的电流脉冲的定时一致, 所以流过 DC 链接电容器 30 的纹波电流 I_{cap} 变小。

[0004] 现有技术文献

[0005] 专利文献 1: 日本国特开 2006-101675 号公报

发明内容

[0006] 发明要解决的课题

[0007] 在上述说明的专利文献 1 的电动机驱动装置中, 当逆变器 20 的载波信号为波峰或波谷时, 以 3 相调制方式进行 PWM 控制的逆变器 20 成为电压零矢量状态, 所以流入逆变器 20 的输入电流 I_p 为零。另一方面, 当 DC/DC 变流器 40 的载波信号为波谷时, 来自 DC/DC 变流器 40 的输出电流 I_o 为零。因此, 在该电动机驱动装置中, 为了使流入逆变器 20 的输入电流 I_p 与来自 DC/DC 变流器 40 的输出电流 I_o 的相位一致, 设定了各载波信号的频率以使在逆变器 20 的载波信号为波峰或波谷的定时处 DC/DC 变流器 40 的载波信号为波谷。

[0008] 但是, 如后所述, 在以开关损耗降低为目的而以 2 相调制方式对逆变器进行 PWM 控制的情况下, 流入逆变器的输入电流为零的定时与 3 相调制的情况不同。因此, 专利文献 1 所记载的电动机驱动装置在以 2 相调制方式对逆变器 20 进行 PWM 控制时不能起到同样的效果。即, 专利文献 1 所记载的电动机驱动装置是以逆变器 20 利用 3 相调制方式进行 PWM

控制为前提的。

[0009] 以下,对 2 相调制进行简单说明。图 9(a) 是示出以 3 相调制方式进行 PWM 控制时的各相电压以及各相间电压的曲线图,图 9(b) 是示出以 2 相调制方式进行 PWM 控制时的各相电压以及各相间电压的曲线图。如图 9(a) 以及图 9(b) 所示,因为各相间电压在 3 相调制时与 2 相调制时不变,所以对于负载的输出不变。但是,在 2 相调制时,如图 9(b) 所示,3 相内的 1 相的占空比保持 0% 或 100%、且各相交替地反复这样的状态。在图 9(b) 所示的例子中,电角度每隔 60 度,进行这样的变化:V 相的占空比 100% → U 相的占空比 0% → W 相的占空比 100% → V 相的占空比 0% → U 相的占空比 100% → W 相的占空比 0%。对于占空比不变的相,无需进行开关,因此 2 相调制时与 3 相调制时相比可将开关损耗降低到 2/3。此外在图 9(b) 所示的例子中,占空比为 0% 或 100% 的各个期间为电角度 60 度,但是,例如也可以是电角度 30 度。

[0010] 图 10 是示出逆变器以 3 相调制方式进行 PWM 控制时的、根据针对逆变器载波信号的 V 相、U 相以及 W 相的各相指令电压而得到的各相的 PWM 信号和流入逆变器的输入电流的曲线图。另外,图 11(a) 以及图 11(b) 是示出逆变器以 2 相调制方式进行 PWM 控制时的、根据针对逆变器载波信号的 V 相、U 相以及 W 相的各相指令电压而得到的各相的 PWM 信号和流入逆变器的输入电流的曲线图。图 11(a) 示出占空比为 0% 的情况,图 11(b) 示出占空比为 100% 的情况。

[0011] 如图 10、图 11(a) 以及图 11(b) 所示,在 3 相全部的 PWM 信号接通或 3 相全部的 PWM 信号断开的期间,不产生流入逆变器的输入电流。因此,如图 10 所示,在逆变器以 3 相调制方式进行 PWM 控制时,在逆变器载波信号为波峰和波谷之间产生流入逆变器的输入电流。另一方面,如图 11(a) 以及图 11(b) 所示,当逆变器以 2 相调制方式进行 PWM 控制时,在逆变器载波信号为波峰的时刻产生占空比为 0% 时的流入逆变器的输入电流,在逆变器载波信号为波谷的时刻产生占空比为 100% 时的流入逆变器的输入电流。

[0012] 图 12 是示出与逆变器载波信号对应的、逆变器为 3 相调制时以及 2 相调制时的流入到逆变器的各输入电流的曲线图。如图 12 所示,3 相调制时的逆变器的输入电流与逆变器载波信号的波峰以及波谷同步。但是,2 相调制时的逆变器的输入电流在占空比为 0% 时和 100% 时,同步于逆变器载波信号的定时不同。

[0013] 图 13 是示出逆变器载波信号、与逆变器载波信号同步的同周期的 DC/DC 变流器载波信号、与逆变器载波信号对应的逆变器为 2 相调制时的流入逆变器的输入电流 I_p 、与 DC/DC 变流器载波信号对应的来自 DC/DC 变流器的输出电流 I_o 以及流过 DC 链接电容器的纹波电流 $I_{cap}(I_o - I_p)$ 的曲线图。图 13 示出如图 9(b) 所示那样例如从 U 相的占空比为 0% 的状态向 W 相的占空比为 100% 的状态转移时的各信号以及各电流。

[0014] 如图 13 所示,在以 2 相调制方式对逆变器进行 PWM 控制时,如果从某一相 (U 相) 的占空比为 0% 的状态变化为其它 2 相中的某一相 (W 相) 的占空比为 100% 的状态时,流入逆变器的输入电流 I_p 与来自 DC/DC 变流器的输出电流 I_o 的产生定时会出现偏差。因此,如图 13 中虚线的椭圆形所示,流过 DC 链接电容器的纹波电流增大。

[0015] 此外,图 13 中示出了设定为当某一相的占空比为 0% 时流入逆变器的输入电流 I_p 与来自 DC/DC 变流器的输出电流 I_o 的产生定时一致的情况。与该情况相反,在设定为当某一相的占空比为 100% 时流入逆变器的输入电流 I_p 与来自 DC/DC 变流器的输出电流 I_o 的

产生定时一致的情况下,如果从某一相的占空比为 100%的状态变化为其它 2 相中的某一相的占空比为 0%的状态,则流入逆变器的输入电流 I_p 与来自 DC/DC 变流器的输出电流 I_o 的产生定时会出现偏差。

[0016] 这样,在专利文献 1 是公开的电动机驱动装置中,当以 2 相调制方式对逆变器进行 PWM 控制时,流入逆变器的输入电流 I_p 与来自 DC/DC 变流器的输出电流 I_o 的产生定时会出现偏差,所以无法起到能够减小流过 DC 链接电容器 30 的纹波电流 I_{cap} 这样的效果。

[0017] 本发明的目的在于提供即使以 2 相调制方式对逆变器进行 PWM 控制也能够降低流过平滑电容器的纹波电流的负载驱动系统的控制装置。

[0018] 用于解决课题的手段

[0019] 为了解决上述课题达成目的,权利要求 1 所述的发明的负载驱动系统的控制装置是如下这样的负载驱动系统的控制装置,该负载驱动系统具有:变流器(例如,实施方式中的升压变流器 105),其对直流电源(例如,实施方式中的直流电源 101)的输出电压进行升压或降压;逆变器(例如,实施方式中的逆变器 107),其将从所述变流器输出的直流电压变换为 3 相的交流电压,施加给负载(例如,实施方式中的电动机 103);以及平滑电容器(例如,实施方式中的平滑电容器 C),其并联地设置在所述变流器与所述逆变器之间,该负载驱动系统的控制装置(例如,实施方式中的控制装置 100)的特征在于,该控制装置具有:逆变器控制部(例如,实施方式中的逆变器控制部 100I),其以 2 相调制方式对所述逆变器进行 PWM 控制;以及变流器控制部(例如,实施方式中的变流器控制部 100C),其对所述变流器进行 PWM 控制,所述逆变器控制部对所述逆变器进行 PWM 控制时使用的逆变器载波信号与所述变流器控制部对所述变流器进行 PWM 控制时使用的变流器载波信号各频率被设定为:对于各个载波信号,与所述逆变器载波信号对应的流入所述逆变器的输入电流和与所述变流器载波信号对应的来自所述变流器的输出电流的产生定时按照 1 个以上的周期一致,该控制装置还设置有校正单元,在所述逆变器的输入电流的产生定时发生变化、在所述各载波信号的频率下所述输入电流与所述输出电流的产生定时不一致的情况下,该校正单元将所述产生定时校正为一致。

[0020] 此外,在权利要求 2 所述的发明的负载驱动系统的控制装置中,所述校正单元使所述逆变器载波信号与所述变流器载波信号的相位差偏移与所述产生定时的变化量相应的量。

[0021] 此外,在权利要求 3 所述的发明的负载驱动系统的控制装置中,所述校正单元使 PWM 控制输出的产生定时偏移与所述产生定时的变化量相应的量。

[0022] 此外,在权利要求 4 所述的发明的负载驱动系统的控制装置中,当与所述逆变器载波信号对应的流入所述逆变器的输入电流的产生定时偏移半周期时,所述变流器控制部在同步变流器载波信号和相移变流器载波信号之间切换在对所述变流器进行 PWM 控制时使用的载波信号,所述同步变流器载波信号的相位与所述逆变器载波信号同步,所述相移变流器载波信号的相位与所述逆变器载波信号相差半周期。

[0023] 此外,在权利要求 5 所述的发明的负载驱动系统的控制装置中,所述相移变流器载波信号的相位相对于所述同步变流器载波信号提前半周期。

[0024] 此外,在权利要求 6 所述的发明的负载驱动系统的控制装置中,所述相移变流器载波信号的相位相对于所述同步变流器载波信号滞后半周期,所述变流器控制部在紧接在

从所述同步变流器载波信号切换为所述相移变流器载波信号之后的半周期的期间内,停止载波信号的输出。

[0025] 发明的效果

[0026] 根据权利要求 1 至 6 所述的发明的负载驱动系统的控制装置,即使以 2 相调制方式对逆变器进行 PWM 控制也能够降低流过平滑电容器的纹波电流。

附图说明

[0027] 图 1 是示出第 1 实施方式的用于驱动电动机的系统结构的图。

[0028] 图 2 是示出电动机 103 在动力运转驱动时对变流器 105 进行 PWM 控制时的、根据针对变流器载波信号的指令电压而获得的 PWM 信号、与变流器 105 的输出电流的曲线图。

[0029] 图 3 是示出第 1 实施方式的控制装置 100 的内部结构的框图。

[0030] 图 4 是示出逆变器载波信号、根据状态选择出的变流器载波信号、逆变器 107 为 2 相调制时的流入逆变器 107 的输入电流 I_p 、与变流器载波信号对应的来自变流器 105 的输出电流 I_o 以及流过平滑电容器 C 的纹波电流 $I_{cap}(I_o-I_p)$ 的曲线图,是载波信号输出部 301B 输出相位相对于同步变流器载波信号提前半周期的相移(位相シフト)变流器载波信号的例子。

[0031] 图 5 是示出逆变器载波信号、根据状态选择出的变流器载波信号、逆变器 107 在 2 相调制时的流入逆变器 107 的输入电流 I_p 、与变流器载波信号对应的来自变流器 105 的输出电流 I_o 以及流过平滑电容器 C 的纹波电流 $I_{cap}(I_o-I_p)$ 的曲线图,是载波信号输出部 301B 输出相位相对于同步变流器载波信号滞后半周期的相移变流器载波信号的例子。

[0032] 图 6 是示出包含升降压变流器的系统结构的图。

[0033] 图 7 是示出专利文献 1 所公开的电动机驱动装置以及该电动机驱动装置所包含的逆变器的结构的图。

[0034] 图 8 是输出使逆变器与 DC/DC 变流器的载波信号优化时的动作波形的图。

[0035] 图 9(a) 是示出以 3 相调制方式进行 PWM 控制时的各相电压以及各相间电压的曲线图,(b) 是示出以 2 相调制方式进行 PWM 控制时的各相电压以及各相间电压的曲线图。

[0036] 图 10 是示出逆变器以 3 相调制方式进行 PWM 控制时的、根据针对逆变器载波信号的 V 相、U 相以及 W 相的各相指令电压而获得的各相的 PWM 信号和流入逆变器的输入电流的曲线图。

[0037] 图 11(a) 以及 (b) 是逆变器以 2 相调制方式进行 PWM 控制时的、根据针对逆变器载波信号的 V 相、U 相以及 W 相的各相指令电压而获得的各相的 PWM 信号和流入逆变器的输入电流的曲线图。

[0038] 图 12 是示出与逆变器载波信号对应的、逆变器为 3 相调制时以及 2 相调制时的流入逆变器的各输入电流的曲线图。

[0039] 图 13 是示出逆变器载波信号、与逆变器载波信号同周期的 DC/DC 变流器载波信号、与逆变器载波信号对应的逆变器为 2 相调制时的流入逆变器的输入电流 I_p 、与 DC/DC 变流器载波信号对应的来自 DC/DC 变流器的输出电流 I_o 以及流过 DC 链接电容器的纹波电流 $I_{cap}(I_o-I_p)$ 的曲线图。

[0040] 图 14 是示出使逆变器载波信号的相位偏移的逆变器控制部的内部结构的框图。

[0041] 图 15 是示出能够校正对变流器 105 进行的 PWM 控制的占空比的控制装置 200 的内部结构的框图。

[0042] 图 16 是示出能够校正对逆变器 107 进行的 PWM 控制的占空比的逆变器控制部的内部结构的框图。

具体实施方式

[0043] 以下,参照附图,说明本发明的实施方式。在本实施方式中,假定逆变器载波信号的周期与变流器载波信号的周期相同,进行说明。

[0044] 图 1 是示出第 1 实施方式的用于驱动电动机的系统结构的图。在图 1 所示的系统中,在蓄电池等直流电源 101 与电动机 103 之间设置有升压变流器(以下,简称为“变流器”)105、逆变器 107 以及平滑电容器 C。变流器 105 对直流电源 101 的输出电压 V1 进行升压。另外,逆变器 107 将变流器 105 的输出电压 V2 变换为 3 相(U、V、W)交流。并且,逆变器 107 是以 2 相调制方式被进行 PWM 控制的。另外,平滑电容器 C 并联地设置在变流器 105 与逆变器 107 之间,使直流电压平滑化。

[0045] 在该系统中设置有检测直流电源 101 的输出电压 V1 的电压传感器 109、检测变流器 105 的输出电压 V2 的电压传感器 111 以及分别检测从逆变器 107 输出的 u 相电流 I_u 以及 w 相电流 I_w 的电流传感器 113_u、113_w。另外,还设置有检测电动机 103 的转子的电角度的旋转变压器 117。表示电压传感器 109、111、电流传感器 113_u、113_w 以及旋转变压器 117 所检测到的值的信号被发送到控制装置 100。另外,针对变流器 105 的电压指令 V2_c 以及转矩指令值 T 也从外部输入到控制装置 100。

[0046] 控制装置 100 分别控制变流器 105 以及逆变器 107。如图 1 所示,控制装置 100 包含变流器 105 的控制部(以下称为“变流器控制部”)100C 以及逆变器 107 的控制部(以下称为“逆变器控制部”)100I。变流器控制部 100C 对构成变流器 105 的晶体管的开关动作进行 PWM 控制。图 2 是示出电动机 103 在动力运转驱动时对变流器 105 进行 PWM 控制时的、根据针对变流器载波信号的指令电压而获得的 PWM 信号、和变流器 105 的输出电流的曲线图。

[0047] 逆变器控制部 100I 以 2 相调制方式对构成逆变器 107 的晶体管的开关动作进行 PWM 控制。逆变器控制部 100I 将表示图 9(b) 所示的各相占空比的信息(以下称为“各相占空比信息”)输入至变流器控制部 100C。

[0048] 图 3 是示出第 1 实施方式的控制装置 100 的内部结构的框图。如图 3 所示,变流器控制部 100C 具有占空比导出部 201 以及 PWM 控制部 203。此外,直流电源 101 的输出电压 V1 的检测值、变流器 105 的输出电压 V2 的检测值、针对变流器 105 的电压指令 V2_c 以及各相占空比信息被输入至变流器控制部 100C。

[0049] 指令电压 V2_c、直流电源 101 的输出电压 V1 的检测值以及表示指令电压 V2_c 与输出电压 V2 的偏差 $\Delta V2 (= V2c - V2)$ 的值被输入至占空比导出部 201。占空比导出部 201 导出用于使变流器 105 从输出电压 V1 升压至指令电压 V2_c 所示的值的反馈占空比 (Duty_{FF})。此外,占空比导出部 201 根据偏差 $\Delta V2$ 、直流电源 101 的输出电压 V1 以及反馈占空比 (Duty_{FF}),导出用于校正反馈占空比 (Duty_{FF}) 的反馈占空比 (Duty_{FB})。占空比导出部 201 输出利用反馈占空比 (Duty_{FB}) 校正反馈占空比 (Duty_{FF}) 后的占空比 (Duty)。占空

比导出部 201 所导出的占空比 (Duty) 被输入至 PWM 控制部 203。

[0050] 占空比导出部 201 所导出的占空比 (Duty) 和各相占空比信息被输入至 PWM 控制部 203。如图 3 所示, PWM 控制部 203 具有载波信号输出部 301A、载波信号输出部 301B、载波信号相位选择部 303、开关部 305 和 PWM 信号生成部 307。

[0051] 载波信号输出部 301A 输出与逆变器控制部 100I 对逆变器 107 进行 PWM 控制时使用的载波信号 (逆变器载波信号) 频率相等、且相位同步的载波信号 (同步变流器载波信号)。另一方面, 载波信号输出部 301B 输出频率与逆变器载波信号相等、但相位相差半周期的载波信号 (相移变流器载波信号)。

[0052] 载波信号相位选择部 303 将与各相占空比信息所示的各相占空比对应的选择信号输出至开关部 305。此外, 载波信号相位选择部 303 在某一相的占空比为 0% 的期间, 输出用于指示开关部 305 向 PWM 信号生成部 307 输入同步变流器载波信号的选择信号, 在某一相的占空比为 100% 的期间, 输出用于指示开关部 305 向 PWM 信号生成部 307 输入相移变流器载波信号的选择信号。

[0053] 开关部 305 根据从载波信号相位选择部 303 输出的选择信号, 切换向 PWM 信号生成部 307 输入的变流器载波信号。由开关部 305 切换的变流器载波信号 (同步变流器载波信号或相移变流器载波信号) 被输入至 PWM 信号生成部 307。如图 2 所示, PWM 信号生成部 307 生成与经由开关部 305 输入的变流器载波信号以及指令电压对应的 PWM 信号。

[0054] 这样, 在本实施方式中, 当从某一相的占空比为 0% 的状态变化为其它 2 相中的某一相的占空比为 100% 的状态时, 载波信号相位选择部 303 输出选择信号, 以使输入至 PWM 信号生成部 307 的变流器载波信号从同步变流器载波信号变更为相移变流器载波信号。另外, 当从某一相的占空比为 100% 的状态变化为其它 2 相中的某一相的占空比为 0% 的状态时, 载波信号相位选择部 303 输出选择信号, 以使输入至 PWM 信号生成部 307 的变流器载波信号从相移变流器载波信号变更为同步变流器载波信号。

[0055] 图 4 以及图 5 是示出逆变器载波信号、根据状态选择的变流器载波信号、逆变器 107 为 2 相调制时流入逆变器 107 的输入电流 I_p 、与变流器载波信号对应的来自变流器 105 的输出电流 I_o 以及流过平滑电容器 C 的纹波电流 $I_{cap}(I_o - I_p)$ 的曲线图。其中, 图 4 是载波信号输出部 301B 输出相位相对于同步变流器载波信号提前半周期的相移变流器载波信号的例子。另外, 图 5 是载波信号输出部 301B 输出相位相对于同步变流器载波信号滞后半周期的相移变流器载波信号的例子。

[0056] 如图 4 以及图 5 所示, 在某一相的占空比为 100% 时, 根据相移变流器载波信号来生成 PWM 信号, 由此来自变流器 105 的输出电流 I_o 的产生定时与流入逆变器 107 的输入电流 I_p 的产生定时同步。结果, 能够将流过平滑电容器 C 的纹波电流 $I_{cap}(I_o - I_p)$ 保持得较小。

[0057] 此外, 如图 5 所示, 在使用相位滞后半周期的相移变流器载波信号时, 变流器控制部 100C 的载波信号输出部 301 可以在紧接在从同步变流器载波信号切换为相移变流器载波信号之后的半周期的期间内, 停止载波信号的输出。但是, 在该停止期间中, 来自变流器 105 的输出电流 I_o 是零, 所以在平滑电容器 C 中产生基于流入逆变器 107 的输入电流 I_p 的影响。

[0058] 如上所述, 在本实施方式中, 即使以 2 相调制方式对逆变器 107 进行 PWM 控制, 也

能根据占空比的变化来使变流器载波信号的相位偏移,由此使来自变流器 105 的输出电流 I_o 的产生定时与流入逆变器 107 的输入电流 I_p 的产生定时同步。因此,能够将流过平滑电容器 C 的纹波电流抑制得较低。因此,可延长平滑电容器 C 的寿命,降低在平滑电容器 C 中产生的损耗、且使包含平滑电容器 C 的模块小型化。

[0059] 在上述实施方式中说明了如下的情况:在某一相的占空比为 0% 时,使用同步变流器载波信号,由此设定成流入逆变器 107 的输入电流 I_p 与来自变流器 105 的输出电流 I_o 的产生定时一致。作为其它实施方式,也可以在某一相的占空比为 100% 时使用同步变流器载波信号,由此设定成这些电流的产生定时一致。在此情况下,当从某一相的占空比为 100% 的状态变化为其它 2 相中的某一相的占空比为 0% 的状态时,载波信号相位选择部 303 输出选择信号,以使向 PWM 信号生成部 307 输入的变流器载波信号从同步变流器载波信号变更为相移变流器载波信号。另外,当从某一相的占空比为 0% 的状态变化为其它 2 相中的某一相的占空比为 100% 的状态时,载波信号相位选择部 303 输出选择信号,以使向 PWM 信号生成部 307 输入的变流器载波信号从相移变流器载波信号变更为同步变流器载波信号。

[0060] 此外,在上述实施方式中以升压变流器 105 为例进行了说明,但也可以是图 6 所示的升降压变流器 505 或降压变流器。

[0061] 另外,在本实施方式中,以逆变器载波信号的周期与变流器载波信号的周期相同的情况为前提进行了说明,但这些周期可以不相同,也可以是按照某周期一致的周期。

[0062] 此外,在上述实施方式中,是使变流器载波信号的相位偏移,但也可以使逆变器载波信号的相位偏移,以使流入逆变器 107 的输入电流 I_p 的产生定时与来自变流器 105 的输出电流 I_o 的产生定时同步。图 14 是示出使逆变器载波信号的相位偏移的逆变器控制部的内部结构的框图。如图 14 所示,该逆变器控制部具有与图 3 所示的变流器控制部 100C 同样的结构。

[0063] 另外,也可以校正对变流器 105 进行的 PWM 控制的占空比或对逆变器 107 进行的 PWM 控制的占空比,而不是使变流器载波信号或逆变器载波信号的相位偏移。图 15 是示出可校正对变流器 105 进行的 PWM 控制的占空比的控制装置 200 的内部结构的框图。图 16 是示出可校正对逆变器 107 进行的 PWM 控制的占空比的逆变器控制部的内部结构的框图。

[0064] 详细地参照特定的实施方式对本发明进行了说明,但对于从业人员来说应当理解在不脱离本发明的精神和范围的情况下能够施加各种变更或修正。

[0065] 本申请基于 2009 年 6 月 9 日申请的日本专利申请(日本特愿 2009-138314),其内容在此作为参考引入于此。

[0066] 标号说明

[0067] 100 控制装置

[0068] 100C 变流器控制部

[0069] 100I 逆变器控制部

[0070] 101 直流电源

[0071] 103 电动机

[0072] 105 升压变流器

[0073] 107 逆变器

- [0074] C 平滑电容器
- [0075] 109、111 电压传感器
- [0076] 113u、113w 电流传感器
- [0077] 117 旋转变压器
- [0078] 201 占空比导出部
- [0079] 203PWM 控制部
- [0080] 301A 载波信号输出部
- [0081] 301B 载波信号输出部
- [0082] 303 载波信号相位选择部
- [0083] 305 开关部
- [0084] 307PWM 信号生成部

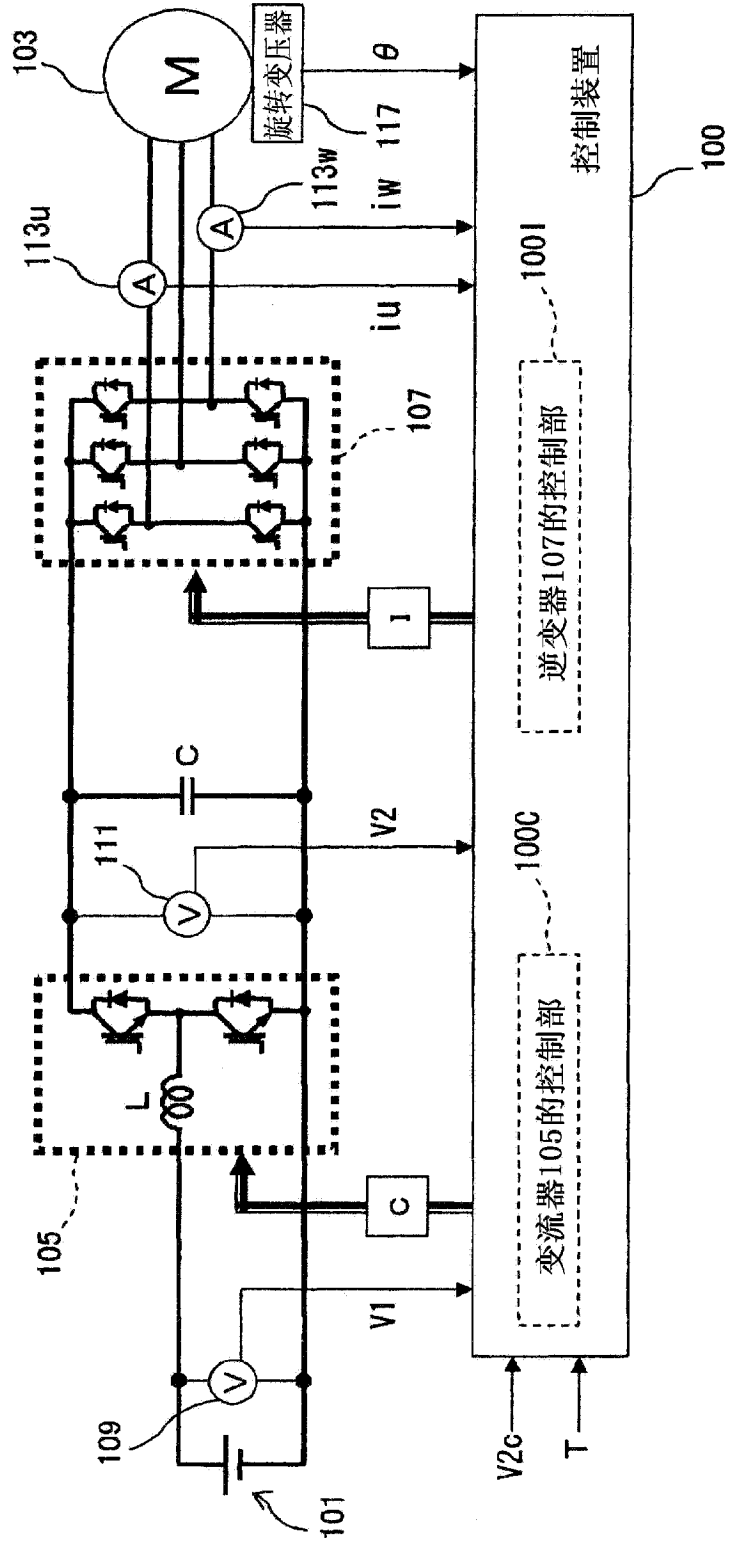


图 1

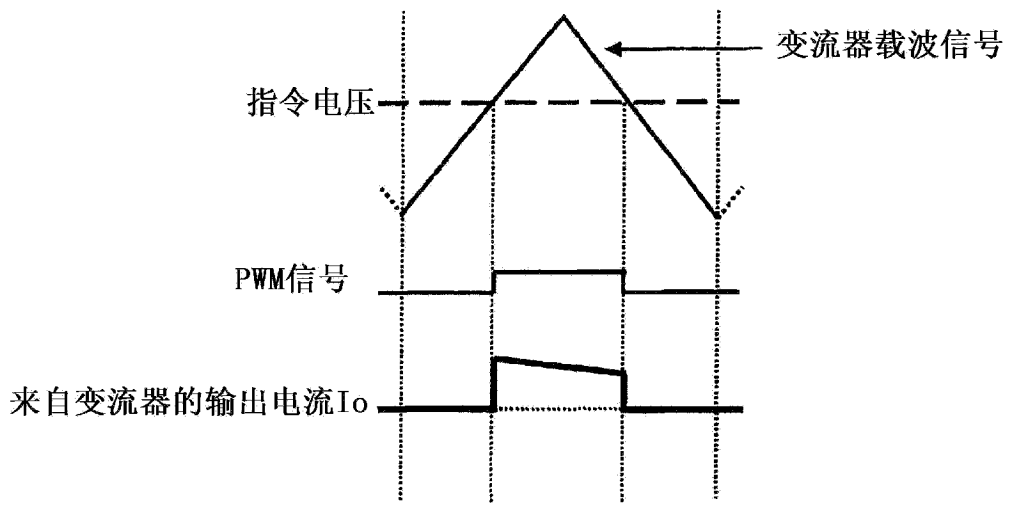


图 2

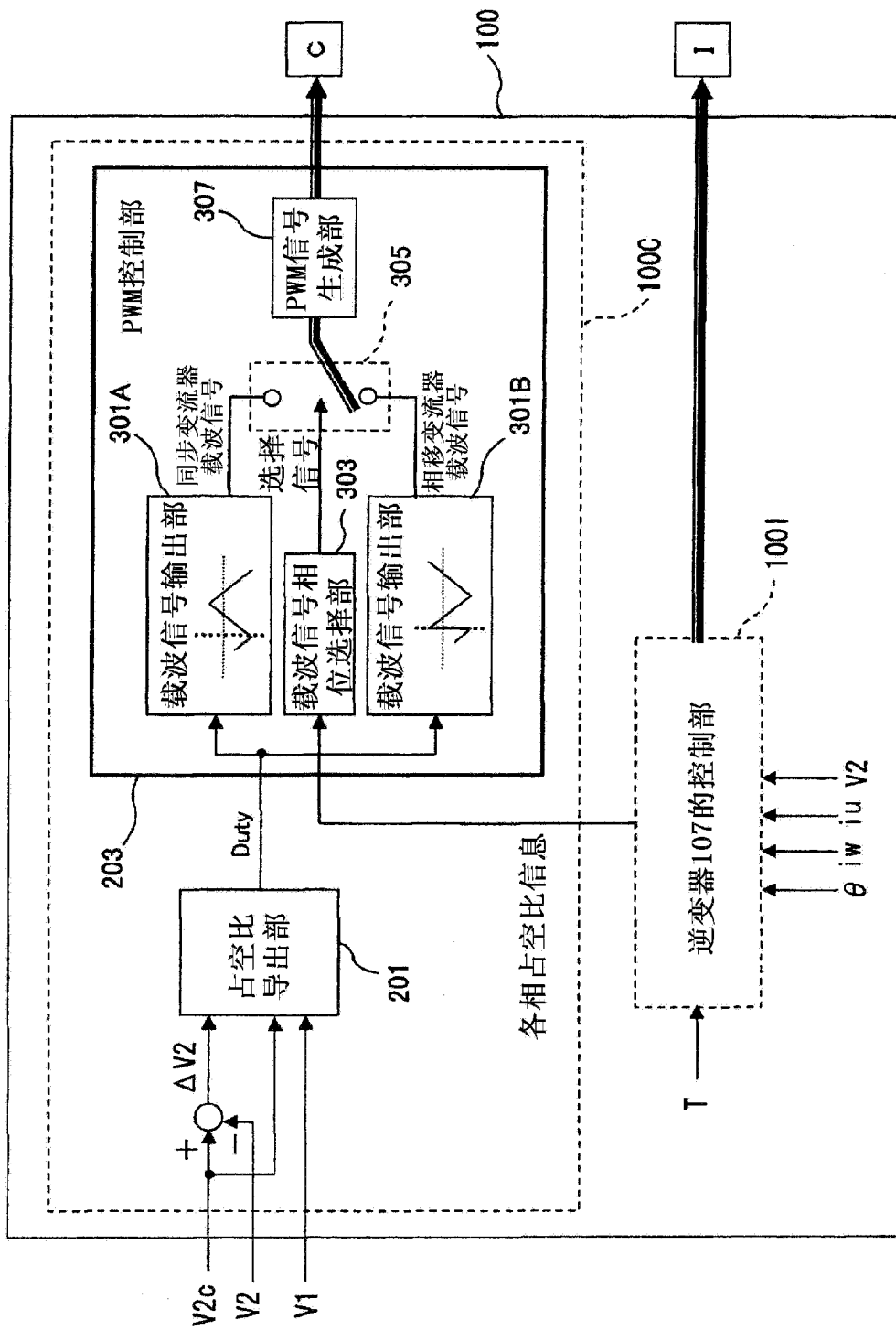


图 3

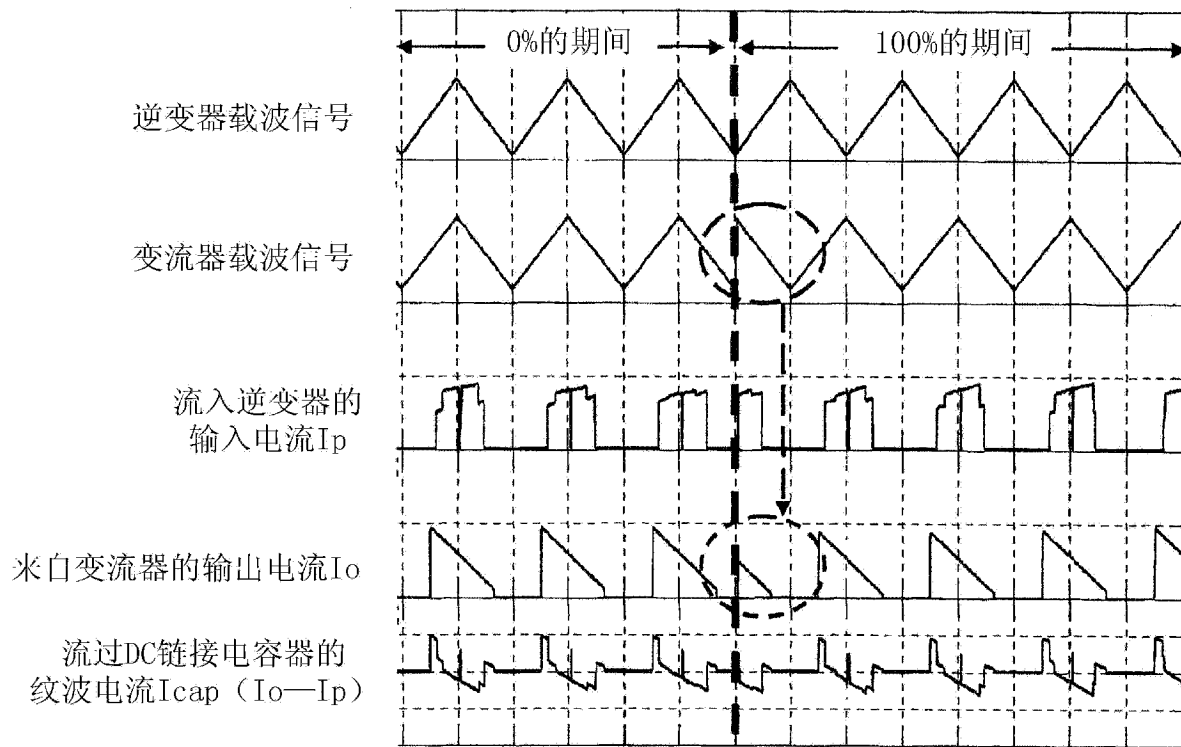


图 4

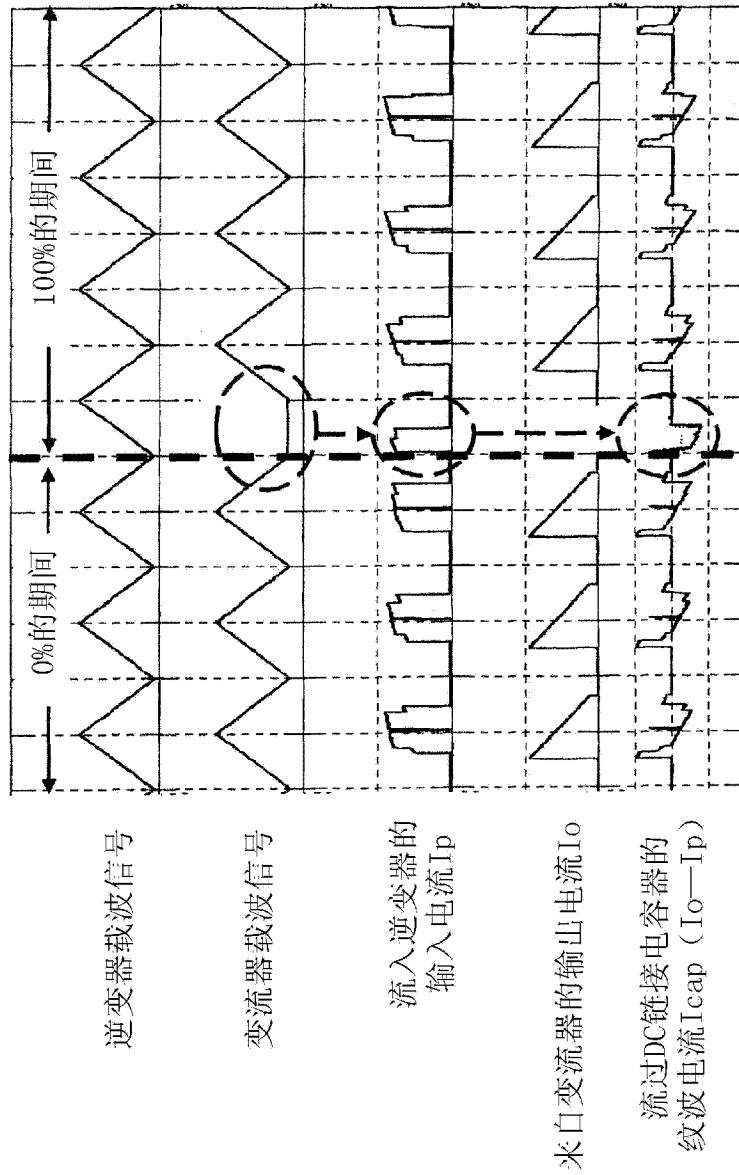


图 5

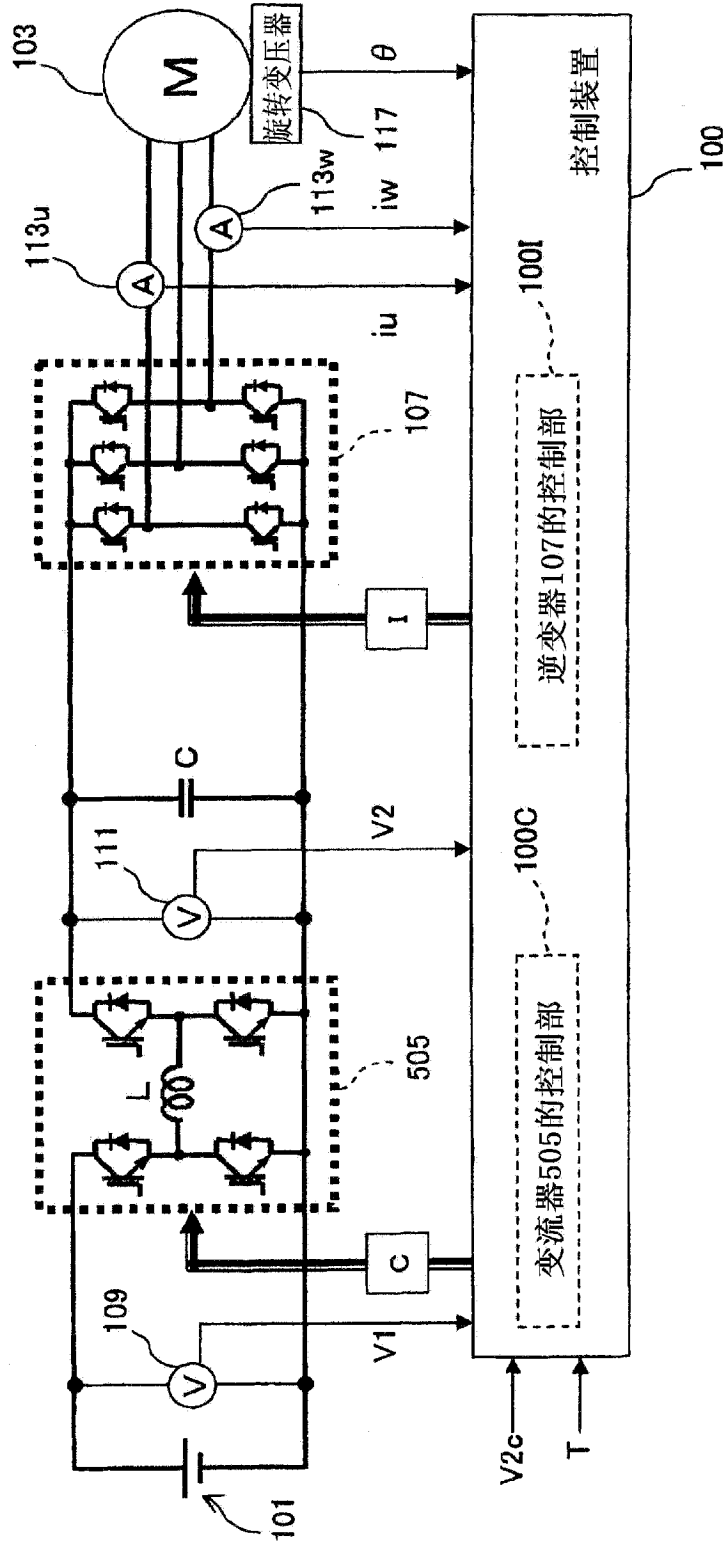


图 6

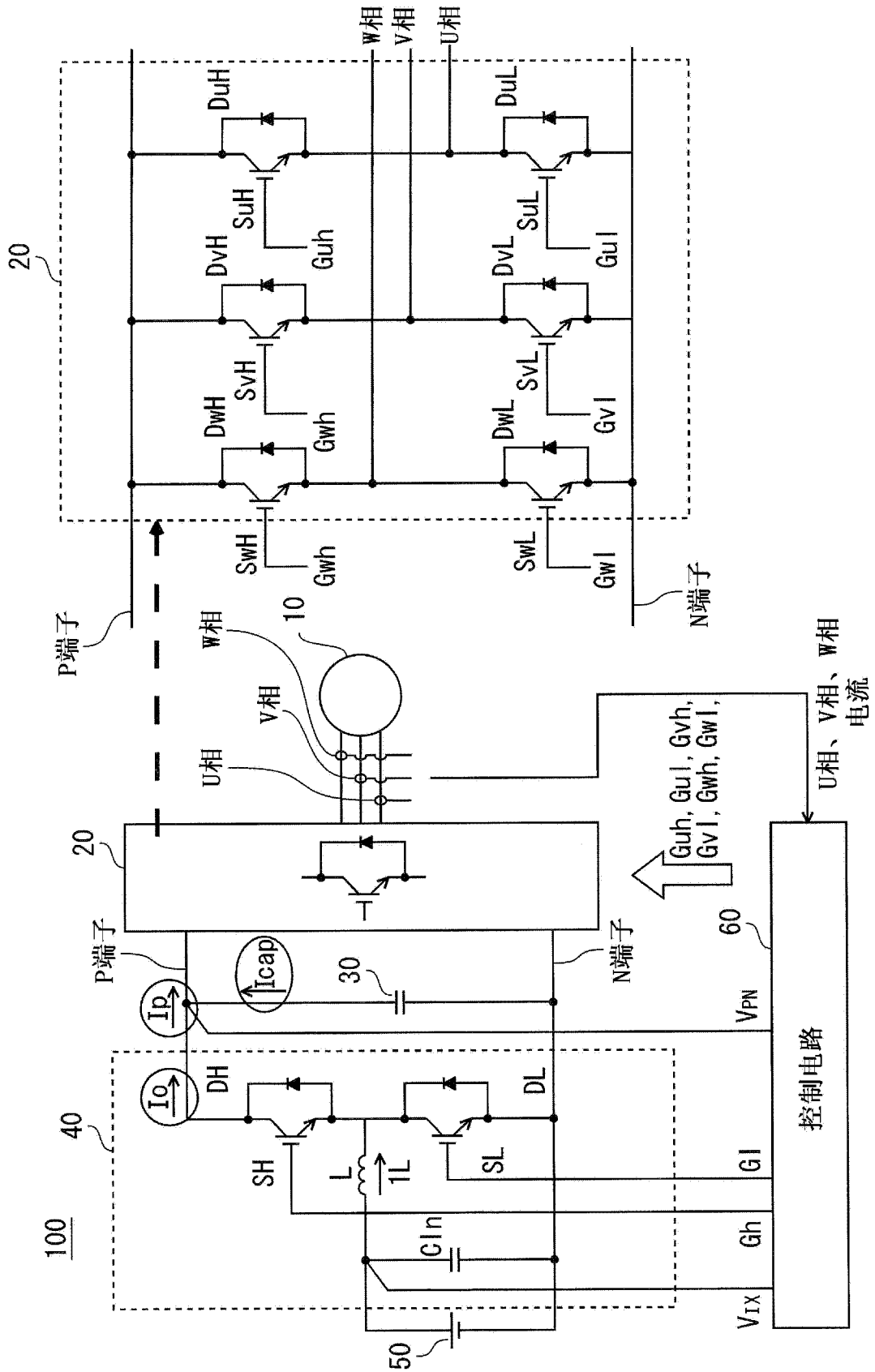


图 7

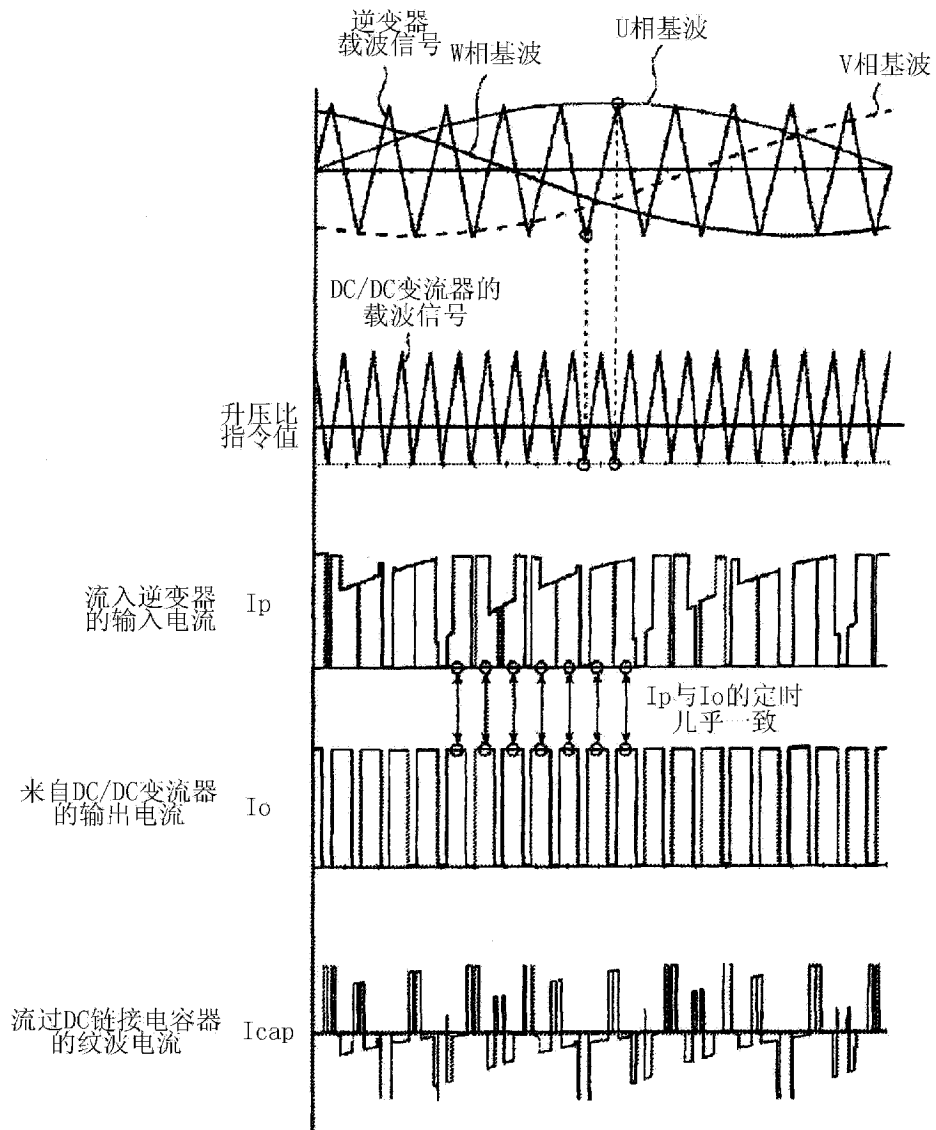
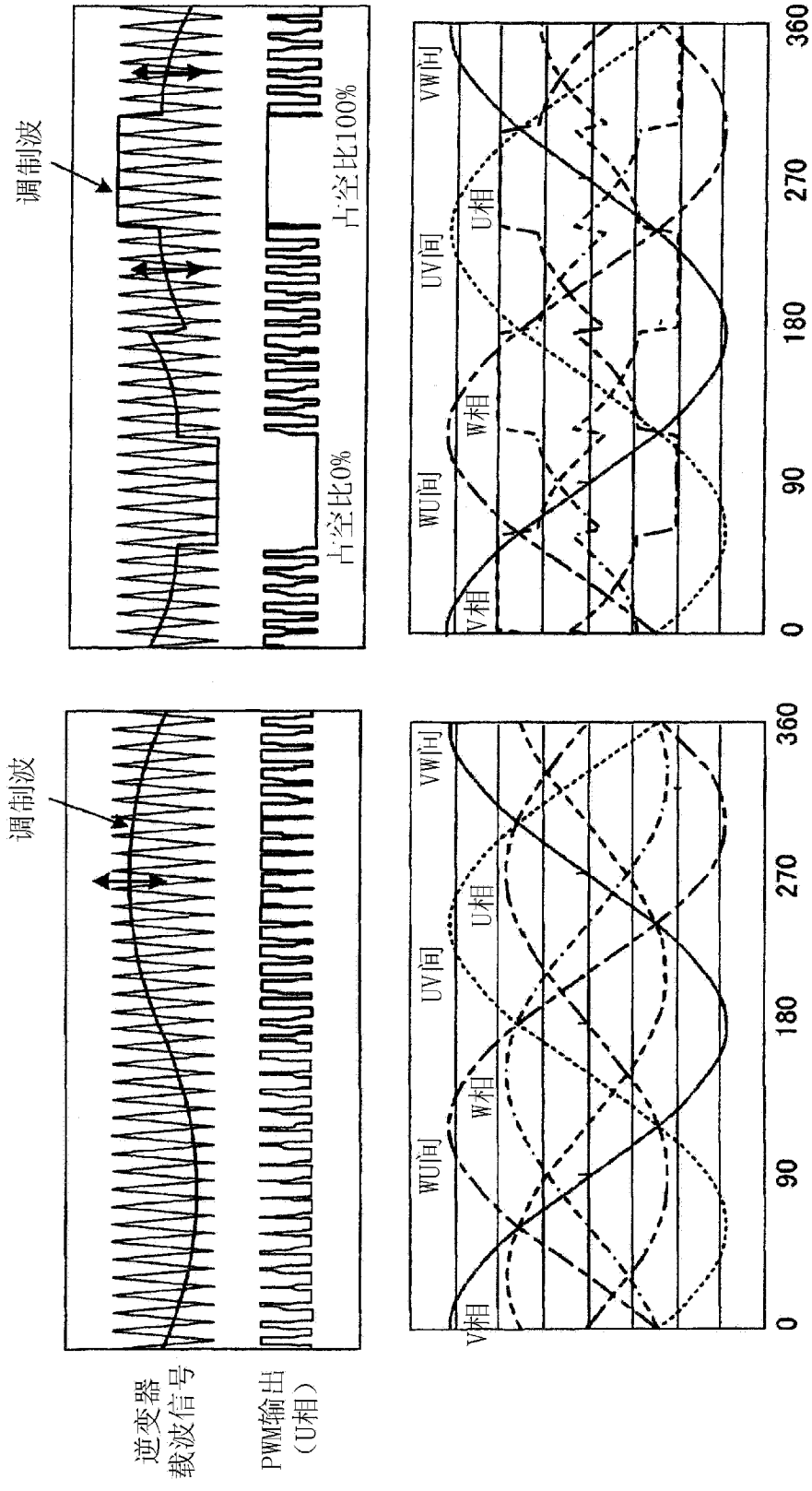


图 8



(b) 2相调制方式

(a) 3相调制方式

图 9

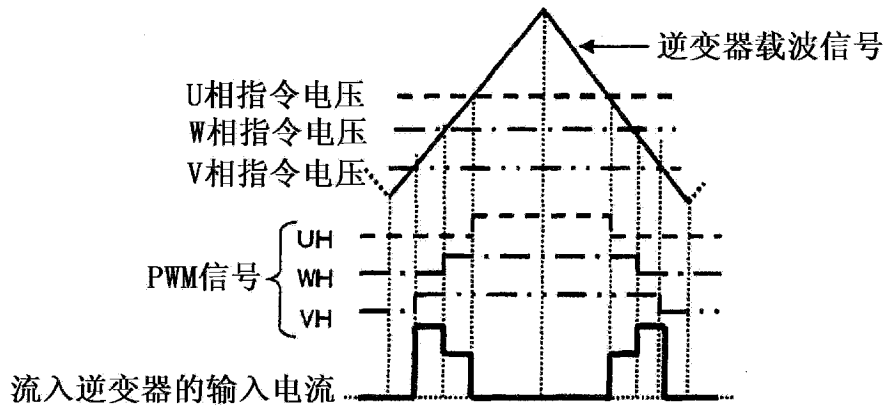


图 10

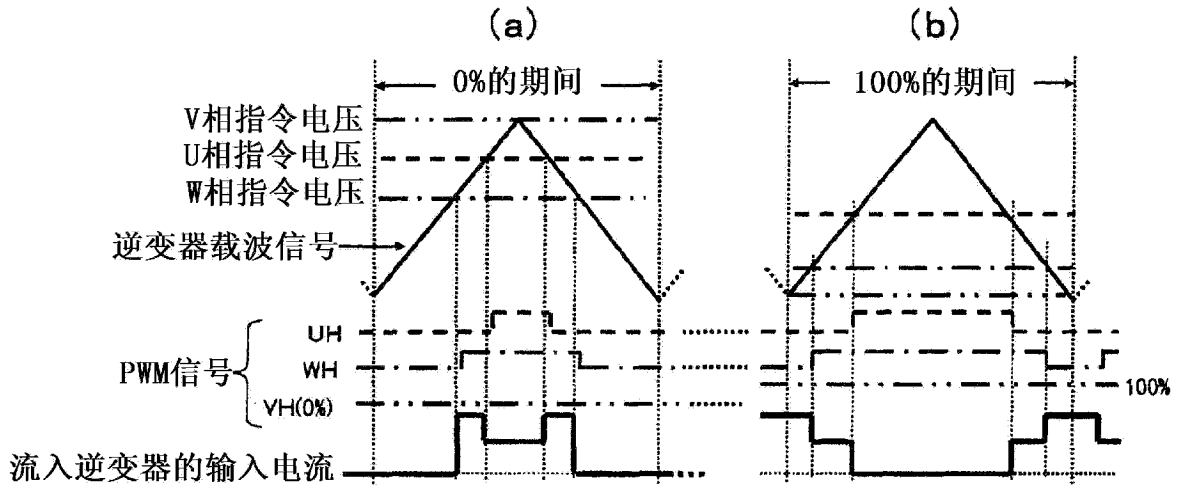


图 11

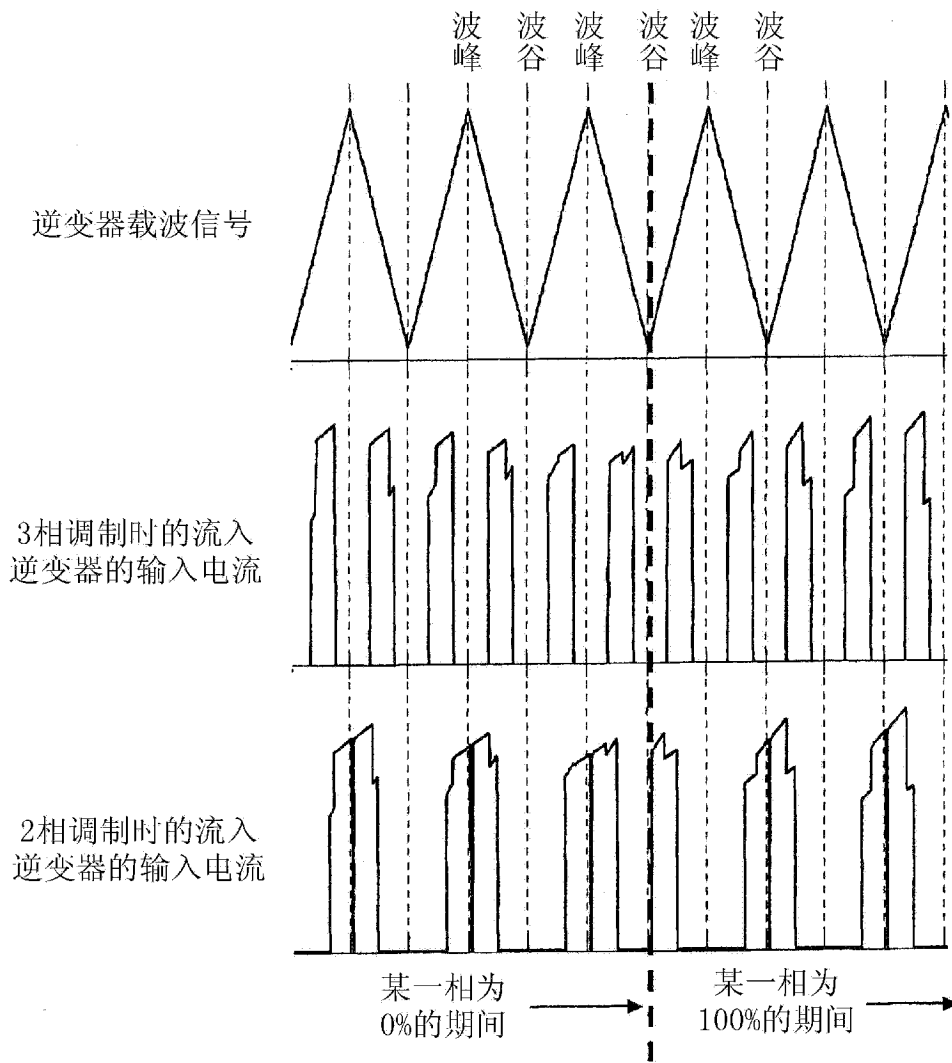


图 12

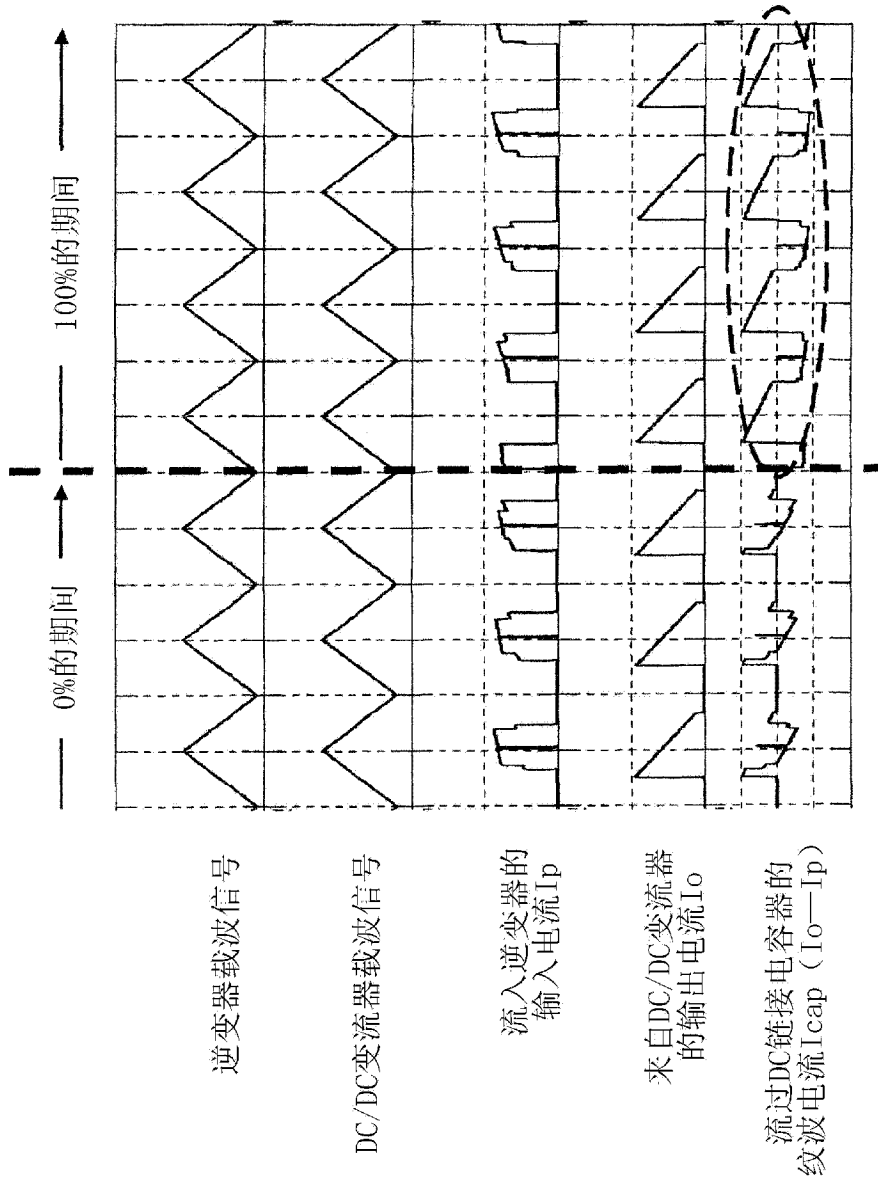


图 13

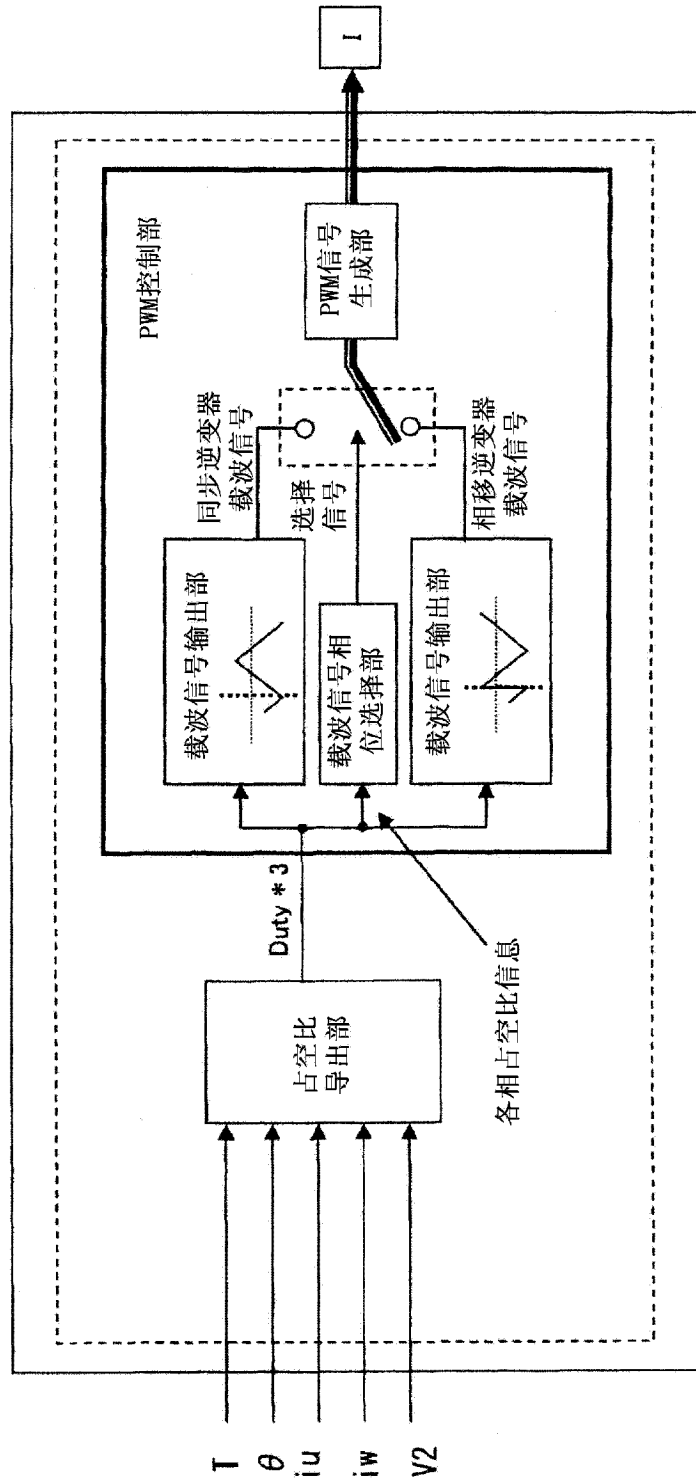


图 14

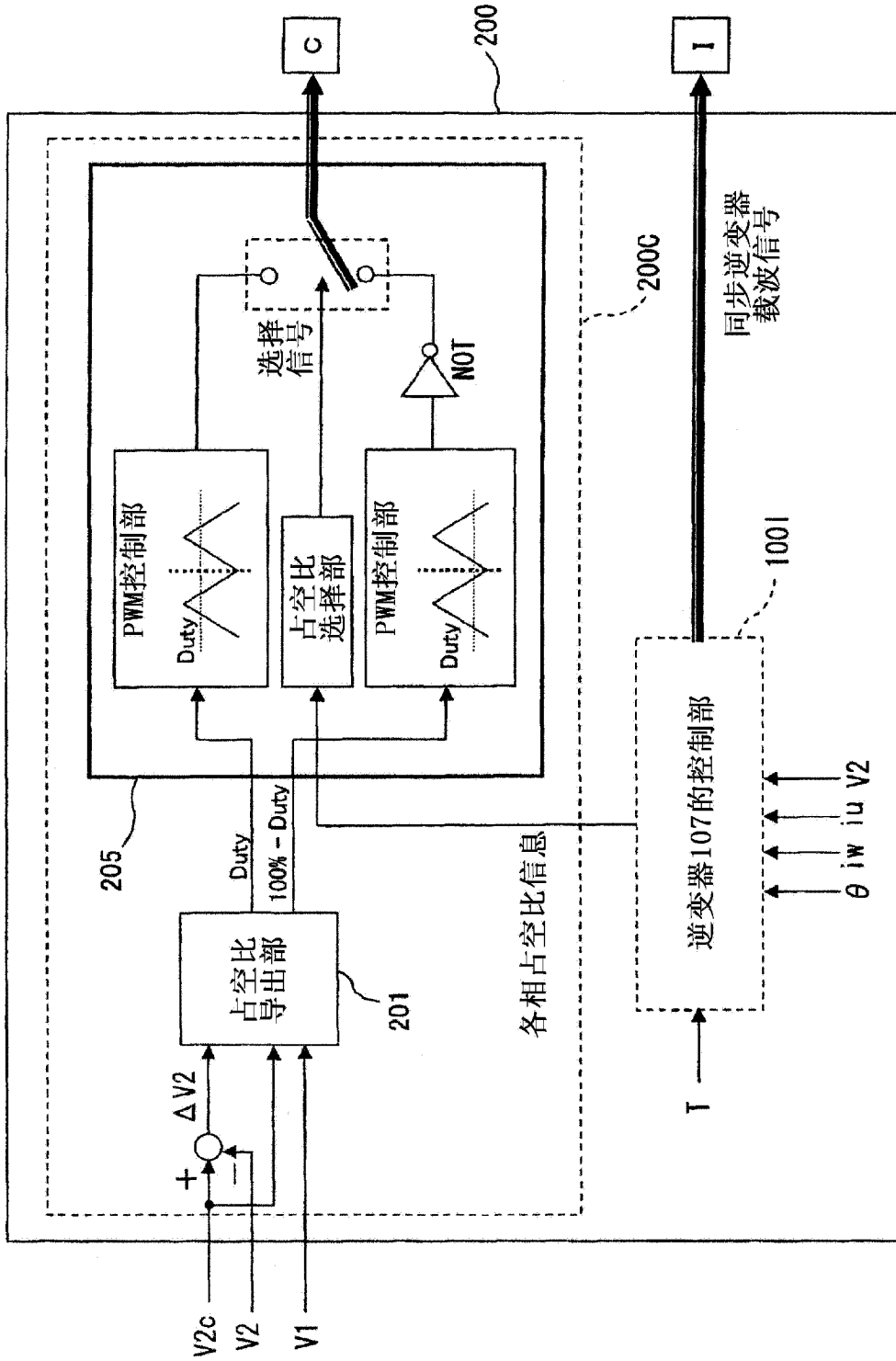


图 15

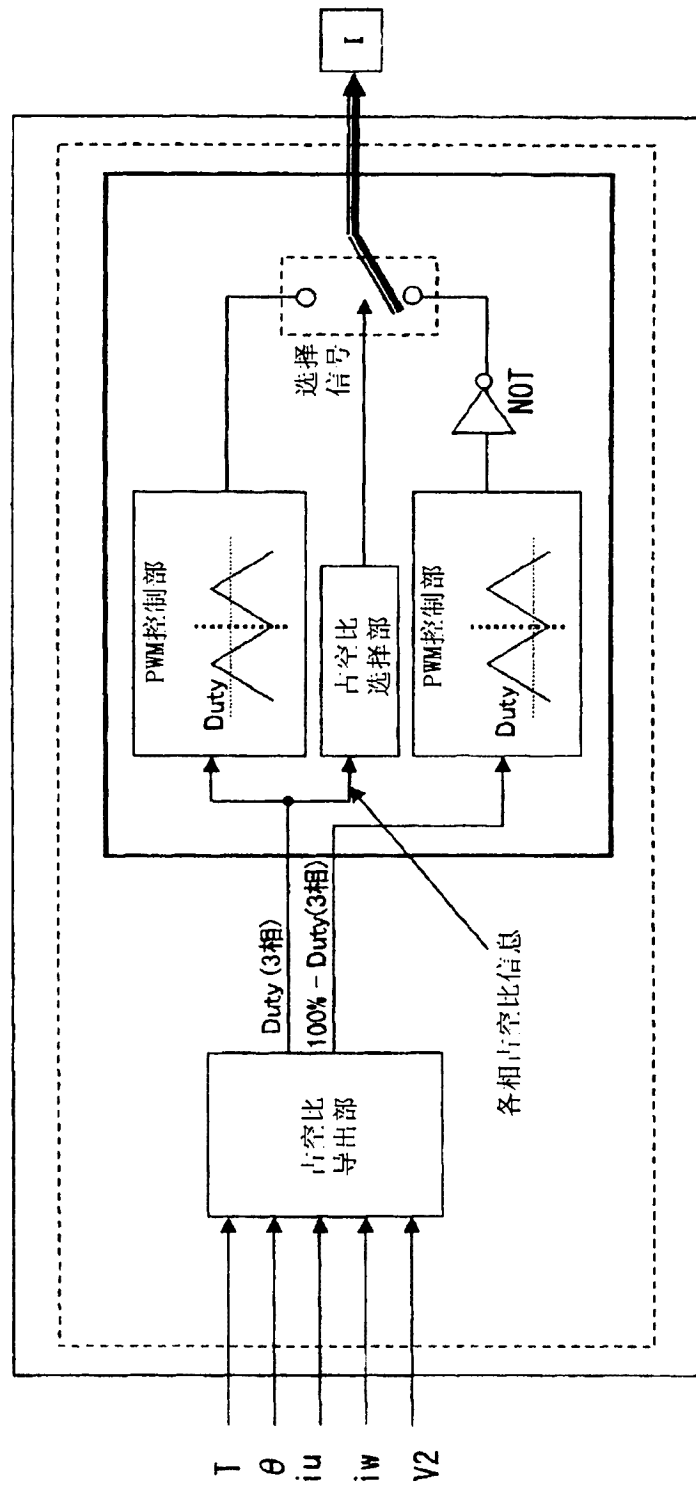


图 16