

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H02P 27/06 (2006.01)



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200510068408.3

[43] 公开日 2006年4月5日

[11] 公开号 CN 1756071A

[22] 申请日 2005.4.29

[21] 申请号 200510068408.3

[30] 优先权

[32] 2004.9.30 [33] JP [31] 2004-287827

[71] 申请人 三菱电机株式会社

地址 日本东京

[72] 发明人 奥田达也 浦壁隆浩 藏本祐司

[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
代理人 吴丽丽

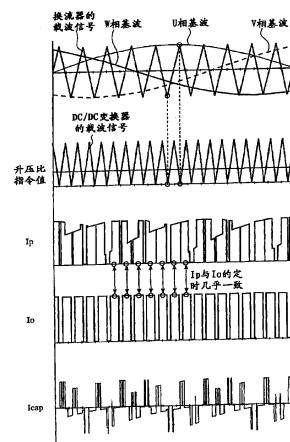
权利要求书 4 页 说明书 27 页 附图 29 页

[54] 发明名称

电机驱动装置

[57] 摘要

使 DC 链接电容器中流动的纹波电流最小，减小电机驱动装置的体积，使用于驱动换流器(20)的换流器的载波信号的频率与用于驱动 DC/DC 变换器(40)的 DC/DC 变换器载波信号的频率同步，进行控制使得换流器(20)的输入电流 I_p 为 0 的期间的中心与 DC/DC 变换器(40)的输出电流 I_o 为 0 的期间的中心一致。



- 1.一种电机驱动装置，其特征在于具备：
电力供给源；
5 连接到该电力供给源的 DC / DC 变换器；
连接到该 DC / DC 变换器的换流器；
连接在上述换流器与上述 DC / DC 变换器之间，平滑电压的 DC
链接电容器；
控制电力供给使得在对于上述换流器的输入电流为 0 的期间内，
10 设置上述 DC / DC 变换器的输出电流成为 0 的期间。
- 2.根据权利要求 1 所述的电机驱动装置，其特征在于：
上述控制电路使用于驱动上述换流器的换流器载波信号的频率
与用于驱动 DC / DC 变换器的 DC / DC 变换器载波信号的频率同步。
- 3.根据权利要求 1 所述的电机驱动装置，其特征在于：
15 上述控制电路控制成使得 DC / DC 变换器的载波信号的频率与
上述 DC / DC 变换器的相位数之积等于换流器载波信号的频率或者
是其 2 倍。
- 4.根据权利要求 1 ~ 权利要求 3 的任一项所述的电机驱动装置，
其特征在于：
20 上述控制电路使对于换流器的输入电流为 0 的期间的中心与 DC
/ DC 变换器的输出电流为 0 的期间的中心一致。
- 5.根据权利要求 1 ~ 权利要求 3 的任一项所述的电机驱动装置，
其特征在于：
换流器与 DC / DC 变换器是三角波比较方式的 PWM 控制电路，
25 上述控制电路使上述换流器的载波信号的峰以及谷的定时与上
述 DC / DC 变换器的载波信号的峰或者谷的定时一致。
- 6.根据权利要求 1 ~ 权利要求 3 的任一项所述的电机驱动装置，
其特征在于：
上述控制电路使对于换流器的输入电流为 0 的定时与 DC / DC

变换器的输出电流为 0 的定时一致。

7.根据权利要求 1~权利要求 3 的任一项所述的电机驱动装置，其特征在於：

上述控制电路使对于换流器的输入电流不是 0 的定时与 DC / DC 变换器的输出电流不是 0 的定时一致。

8.根据权利要求 1~权利要求 3 的任一项所述电机驱动装置，其特征在於：

DC / DC 变换器是由多个 DC / DC 变换器单元构成的多相位方式的 DC / DC 变换器，升压比指令值小于相位数，

上述控制电路使对于换流器的输入电流为 0 的期间的中心与任一个 DC / DC 变换器单元的输出电流为 0 的期间的中心一致。

9.根据权利要求 1~权利要求 3 的任一项所述的电机驱动装置，其特征在於：

DC / DC 变换器是由多个 DC / DC 变换器单元构成的多相位方式的 DC / DC 变换器，升压比指令值大于等于相位数，

上述控制电路使对于换流器的输入电流为 0 的期间的中心与 DC / DC 变换器的输出电流为 0 的期间的中心一致。

10.根据权利要求 1~权利要求 3 的任一项所述的电机驱动装置，其特征在於：

换流器和 DC / DC 变换器是三角波比较方式的 PWM 控制的电路，

上述 DC / DC 变换器是具备第一 DC / DC 变换器和第二 DC / DC 变换器的二相位方式的 DC / DC 变换器，上述第一 DC / DC 变换器的载波信号与上述第二 DC / DC 变换器的载波信号的相位差是 180 度，升压比指令值小于 2，

上述控制电路使上述换流器的载波信号的峰的定时与上述第一 DC / DC 变换器的载波信号的谷的定时一致，使上述换流器的载波信号的谷的定时与上述第二 DC / DC 变换器的载波信号的谷的定时一致。

11.根据权利要求 1~权利要求 3 的任一项所述的电机驱动装置，其特征在於：

换流器和 DC/DC 变换器是三角波比较方式的 PWM 控制的电路，

5 上述 DC/DC 变换器是具备第一 DC/DC 变换器和第二 DC/DC 变换器的二相位方式的 DC/DC 变换器，上述第一 DC/DC 变换器的载波信号与上述第二 DC/DC 变换器的载波信号的相位差是 180 度，升压比指令值大于等于 2，

10 上述控制电路使上述换流器的载波信号的峰以及谷的定时与上述第一 DC/DC 变换器以及上述第二 DC/DC 变换器的载波信号的峰以及谷的中点的定时一致。

12.根据权利要求 1~权利要求 3 的任一项所述的电机驱动装置，其特征在於：

15 DC/DC 变换器是具备两个 DC/DC 变换单元的二相位方式的 DC/DC 变换器，

上述控制电路使对于换流器的输入电流为 0 的定时与一个 DC/DC 变换器单元的输出电流为 0 的定时一致，使对于上述换流器的输入电流不是 0 的定时与另一个 DC/DC 变换器单元的输出电流不是 0 的定时一致。

20 13.根据权利要求 1~权利要求 3 的任一项所述的电机驱动装置，其特征在於：

在换流器的调制率为 0.2~1.0 的区域中，设置进行 DC/DC 变换器的升压动作以及降压动作的区域。

25 14.根据权利要求 1~权利要求 3 的任一项所述的电机驱动装置，其特征在於：

换流器和 DC/DC 变换器是三角波比较方式的 PWM 控制的电路，

上述 DC/DC 变换器是具备第一 DC/DC 变换器、第二 DC/DC 变换器和第三 DC/DC 变换器的三相位的 DC/DC 变换器，

上述第一 DC / DC 变换器的载波信号与上述第二 DC / DC 变换器的载波信号的相位差以及上述第二 DC / DC 变换器的载波信号与上述第三 DC / DC 变换器的载波信号的相位差是 120 度，

5 在升压比指令值小于 1.5 或者大于等于 3 的情况下，上述控制电路使上述换流器的载波信号成为峰或者谷的定时与上述第一到第三 DC / DC 变换器中的某一个的载波信号成为谷的定时一致。

在升压比指令值大于等于 1.5 小于 3 的情况下，上述控制电路使上述换流器的载波信号成为峰或者谷的定时与上述第一到第三 DC / DC 变换器中的某一个的载波信号成为峰的定时一致。

10 15.根据权利要求 1~权利要求 3 的任一项所述的电机驱动装置，其特征在于：

具备多个换流器，

DC 链接电容器连接在上述多个换流器与 DC / DC 变换器之间，平滑电压，

15 上述控制电路控制电力供给，使得在对于上述多个换流器中输出功率或者输出电流成为最大的换流器的输入电流为 0 的期间内，设置上述 DC / DC 变换器的输出电流为 0 的期间。

电机驱动装置

5 技术领域

本发明涉及使用了 DC / DC 变换器和换流器的电机驱动装置的控制方式。

背景技术

10 作为在电动汽车或者 HEV (混合电动车 (Hybrid Electric Vehicle)) 中使用的以往的电机驱动装置的例子,有在专利文献 1 (特开平 8-214592 号公报) 中公开的电机驱动装置。该电机驱动装置具备电机、把直流电力变换为交流电力的换流器、高电压蓄电池、DC / DC 变换器、DC 链接电容器。DC / DC 变换器在动力运行时把由高电压蓄电池供给的电压升压,向换流器供给直流电力,再生时把从换流器输出的直流电力降压,供给到高电压蓄电池。DC 链接电容器由多个电容器构成,配置在 DC / DC 变换器与换流器之间,平滑直流电压。

20 发明内容

以往的电机驱动装置如果为了减小装置的体积,把换流器、DC / DC 变换器以及 DC 链接电容器模块化做成一个电力变换装置,则从 DC / DC 变换器向 DC 链接电容器输出的电流脉冲与从 DC 链接电容器向换流器供给的电流脉冲相互影响,在 DC 链接电容器中流动的纹波电流增大。如果为了确保 DC 链接电容器的寿命,构成为使得在每一个电容器中流动的纹波电流成为允许值及其之下,则具有 DC 链接电容器体积大,装置整体的体积大的问题。

25 本发明是为解决上述的课题而完成的,目的在于使 DC 链接电容器中流动的纹波电流成为最小,减小电机驱动装置的体积。

本发明的电机驱动装置具备电力供给源、DC/DC变换器、换流器、DC链接电容器，DC链接电容器连接在换流器与DC/DC变换器之间，平滑电压，在这样的电机驱动装置中，控制电力供给使得将DC/DC变换器的输出电流为0的期间设置为对于换流器的输入电流为0的期间。

如果依据本发明，则由于将DC/DC变换器的输出电流为0的期间设置为对于换流器的输入电流为0的期间，因此从DC/DC变换器向DC链接电容器输出的电流脉冲与从DC链接电容器向换流器供给的电流脉冲的定时一致，降低在DC链接电容器中流动的电流有效值，能够减小DC链接电容器容量或者减小装置的体积。

附图说明

图1表示本发明实施方式1的电机驱动装置的结构。

图2表示本发明实施方式1的换流器的结构。

图3用于说明三角波比较方式的PWM换流器的动作。

图4用于说明DC/DC变换器的升压动作。

图5用于说明DC/DC变换器的降压动作。

图6表示本发明实施方式1的优化换流器与DC/DC变换器的载波信号时的动作波形。

图7表示没有优化换流器与DC/DC变换器的载波信号相位时的动作波形。

图8表示换流器的载波信号频率与DC/DC变换器的载波信号频率不同步时的动作波形。

图9表示使电机在额定功率下动作时的DC链接电容器中流动的电流有效值。

图10说明使换流器的载波信号波形为锯齿波时的动作。

图11表示本发明实施方式1的优化锯齿波形状的三角波比较方式的PWM换流器与DC/DC变换器的载波信号时的动作波形。

图12说明空间电压矢量控制。

图 13 表示空间电压矢量控制的开关模式的例子。

图 14 表示空间电压矢量控制的开关模式的其它例子。

图 15 表示开关定时的偏移量与 DC 链接电容器中流动的电流的相对值的关系。

5 图 16 表示实施方式 1 的其它开关控制方式的换流器的开关定时与 DC / DC 变换器的开关定时的关系。

图 17 表示实施方式 1 的其它开关控制方式的换流器的开关定时与 DC / DC 变换器的开关定时的关系。

图 18 表示本发明实施方式 2 的电机驱动装置的结构

10 图 19 说明二相位方式的 DC / DC 变换器的升压动作。

图 20 表示本发明实施方式 2 的优化换流器与 DC / DC 变换器的载波信号时的动作波形。

图 21 表示没有优化换流器与 DC / DC 变换器的载波信号的相位时的动作波形。

15 图 22 说明接通占空比 D 为 0.33 的 DC / DC 变换器的动作。

图 23 表示本发明实施方式 2 的优化换流器与 DC / DC 变换器的载波信号时的动作波形。

图 24 说明实施方式 3 的二相位方式的 DC / DC 变换器的升压动作。

20 图 25 表示本发明实施方式 3 的优化换流器与 DC / D 变换器的定时的动作波形。

图 26 表示换流器的交流输出电压与调制率、DC / DC 变换器的升压比指令值的一般关系。

25 图 27 表示用于降低 DC 链接电容器的纹波电流有效值的换流器的交流输出电压与调制率、DC / DC 变换器的升压比指令值的关系。

图 28 表示没有进行开关控制时的 DC 链接电容器的纹波电流有效值和进行了实施方式 4 的开关控制时的 DC 链接电容器的纹波电流有效值。

图 29 表示本发明实施方式 5 的电机驱动装置的结构。

图 30 说明接通占空比为 0.8 时的 DC / DC 变换器的动作。

图 31 说明接通占空比为 0.5 时的 DC / DC 变换器的动作。

图 32 说明接通占空比为 0.2 时的 DC / DC 变换器的动作。

图 33 表示本发明实施方式 6 的电机驱动装置的结构。

5

具体实施方式

以下，说明本发明的各种实施方式。

实施方式 1

图 1 表示本发明实施方式 1 的电机驱动装置 100 的结构。电机驱
10 动装置 100 是在电动汽车或者 HEV 中使用的。如图所示，电机驱动
装置 100 具备车辆驱动用电机 10、三角波比较方式的 PWM（脉宽调
制（Pulse Width Modulation））换流器 20、DC 链接电容器 30、DC
/ DC 变换器 40、100V ~ 300V 的高电压蓄电池（电力供给源）50 和
控制电路 60。

15 DC / DC 变换器 40 具备半导体开关（IGBT：绝缘栅双极晶体管
（Insulated Gate Bipolar Transistor））SH、SL，二极管 DH、DL，
扼流线圈 L，输入电压平滑电容器 Cin。

半导体开关 SH、SL 的集电极端子分别连接二极管 DH、DL 的
阴极端子，半导体开关 SH、SL 的发射极端子分别连接二极管 DH、
20 DL 的阳极端子。

开关 SH 的集电极端子连接 DC 链接电容器 30 的一个端子以及换
流器 20 的 P 端子，半导体开关 SH 的发射极端子连接开关 SL 的集电
极端子以及扼流线圈 L 的一个端子。

扼流线圈 L 的另一个端子连接输入电压平滑电容器 Cin 的一个端
25 子以及高电压蓄电池 50 的正端子。高电压蓄电池 50 的负端子连接输
入电压平滑电容器 Cin 的另一个端子、开关 SL 的发射极端子、DC 链
接电容器 30 的另一个端子以及换流器 20 的 N 端子。

作为换流器 20 的输出端子的 U 相端子、V 相端子、W 相端子分
别连接作为车辆驱动用电机 10 的连接端子的 U 相电机端子、V 相电

机端子、W相电机端子。

图2表示换流器20的结构。如图所示，换流器20具备半导体开关(IGBT) SuH、SvH、SwH、SuL、SvL、SwL和二极管 DuH、DvH、DwH、DuL、DvL、DwL。

5 半导体开关 SuH、SvH、SwH、SuL、SvL、SwL 的集电极端子分别连接二极管 DuH、DvH、DwH、DuL、DvL、DwL 的阴极端子，半导体开关 SuH、SvH、SwH、SuL、SvL、SwL 的发射极端子分别连接二极管 DuH、DvH、DwH、DuL、DvL、DwL 的阳极端子。

另外，开关 SuH 的集电极端子连接 P 端子，开关 SuH 的发射极端子连接开关 SuL 的集电极端子和 U 相端子，开关 SuL 的发射极端子连接 N 端子，构成 U 相支路。

同样，开关 SvH 的集电极端子连接 P 端子，开关 SvH 的发射极端子连接开关 SvL 的集电极端子和 V 相端子，开关 SvL 的发射极端子连接 N 端子，构成 V 相支路。

15 另外，开关 SwH 的集电极端子连接 P 端子，开关 SwH 的发射极端子连接开关 SwL 的集电极端子和 W 相端子，开关 SwL 的发射极端子连接 N 端子，构成 W 相支路。

其次，说明动作。

从控制电路 60 输出的信号 Guh、Gul、Gvh、Gvl、Gwh、Gwl 在变换为与各个输入电压电平对应的电压信号的状态下输出，各信号分别输入到换流器 20 的半导体开关 SuH、SvH、SwH、SuL、SvL、SwL 的栅极。

信号 Gh、Gl 也在同样变换了的状态下从控制电路 60 输出，分别输入到 DC/DC 变换器 40 的开关 SH、SL 的栅极。

25 信号 Guh、Gul、Gvh、Gvl、Gwh、Gwl 控制半导体开关 SuH、SvH、SwH、SuL、SvL、SwL，由此，换流器 20 把从高压蓄电池 50 经过 DC/DC 变换器 40 供给的直流电压变换为交流电压，供给到车辆驱动用电机 10。

另外，在使车辆驱动用电机 10 发电动作的情况下，通过控制电

路 60 的控制,换流器 20 把来自车辆驱动用电机 10 的交流电压变换为直流电压,供给到高电压蓄电池 50。

另外,DC 链接电容器 30 的电压以及输入电压平滑电容器 C_{in} 的电压 (= 高电压蓄电池 50 的电压)、换流器 20 的 U 相、V 相、W 相的电流值供给到控制电路 60,在换流器 20 以及 DC / DC 变换器 40 的控制中使用。

其次,说明换流器 20 的动作。

图 3 是用于说明换流器 20 的动作的图。图中,示出换流器 20 的载波信号波形,U 相、V 相、W 相的各个基波信号波形(电压指示值),根据载波信号与基波信号比较运算生成的信号 G_{uh} 、 G_{vh} 、 G_{wh} ,U 相、V 相、W 相的电机相电流以及对于换流器 20 的输入电流 I_p 。

另外,信号 G_{ul} 是信号 G_{uh} 的反相信号,信号 G_{vl} 是信号 G_{vh} 的反相信号,信号 G_{wl} 是信号 G_{wh} 的反相信号。

信号 G_{uh} 、 G_{ul} 、 G_{vh} 、 G_{vl} 、 G_{wh} 、 G_{wl} 通过分别输入到半导体开关 S_{uH} 、 S_{vH} 、 S_{wH} 、 S_{uL} 、 S_{vL} 、 S_{wL} 的栅极,在各相的端子产生与 U 相、V 相、W 相的基波信号相同振幅的依赖于换流器 20 的输入电压 (P-N 端子间电压) 的交流电压。

通过使各相的基波信号的振幅变化,能够使在各相的端子中产生的电压的振幅变化。另外,通过使各相电流和基波信号的相位变化,能够使各相的端子电压和各相电流的相位变化。

并且,把换流器 20 的载波信号的 0-峰值与基波信号的振幅值之比(基波振幅值 / 换流器载波 0-峰值)称为调制率。另外,把相电流与载波信号的相位为 φ 时的 $\cos\varphi$ 称为功率因数。

其次,说明 DC / DC 变换器 40 的动作。

图 4 用于说明 DC / DC 变换器 40 的升压动作。所谓升压动作是电力的流向从高电压蓄电池 50 朝向换流器 20 的动作。图中示出 DC / DC 变换器 40 的载波信号、升压比指令值、通过 DC / DC 变换器的载波信号与升压比指令值的比较运算生成的开关 SL 的栅极信号 G_l 、扼流线圈 L 中流动的电流 I_L 以及 DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 。

这里，所谓升压比指令值如果把 DC / DC 变换器 40 的输入电压记为 V_{IN} ，把输出电压（= DC 链接电容器 30 的电压 = 换流器 20 的输入电压）记为 V_{PN} ，则用 V_{PN} / V_{IN} 表示。

在图 4 所示的例子中，当升压比指令值大于载波信号时，GI 信号成为 High，Low 支路一侧的开关 SL 接通，当升压比指令值小于载波信号时，GI 信号成为 Low，Low 支路一侧的开关 SL 断开。

扼流线圈电流 I_L 是叠加了纹波电流的直流电流。扼流线圈电流 I_L 的纹波的振幅值依赖于扼流线圈 L 的电感值，电感值越大则纹波越小。另外，输出电流 I_o 成为脉冲形的电流。如图所示，通过控制开关 SL 的栅极信号 GI，能够控制升压动作。

其次，使用图 5 说明 DC / DC 变换器 40 的降压动作。所谓降压动作是电力的流向从换流器 20 朝向高电压蓄电池 50 时的动作。

图中示出 DC / DC 变换器 40 的载波信号、升压比指令值、根据 DC / DC 变换器的载波信号与升压比指令值的比较运算生成的开关 SH 的栅极 Gh、扼流线圈 L 中流动的电流 I_L 以及 DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 。

在图 5 所示的例子中，当升压比指令值小于载波信号时，Gh 信号成为 High，High 支路一侧的开关 SH 接通，当升压比指令值大于载波信号时，Gh 信号成为 Low，High 支路一侧的开关 SH 断开。

与升压动作相同，扼流线圈电流 I_L 成为叠加了纹波的直流电流，输出电流 I_o 成为脉冲形的电流。如图所示，通过控制开关 SH 的栅极信号 Gh，能够控制降压动作。

其次，根据本发明实施方式 1，说明 DC 链接电容器 30 中流动的纹波电流的抑制动作（最小化动作）。

DC 链接电容器 30 中流动的电流 I_{cap} 是对于换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 的差分，能够用式 (1) 表示。

$$I_{cap} = I_p - I_o \quad (1)$$

如图 3 以及图 4、5 所示，对于换流器 20 的输入电流 I_p 和 DC /

DC 变换器 40 的输出电流 I_o 是脉冲形的电流波形。从而，考虑到如果使 I_p 与 I_o 的脉冲电流一致，则能够降低 DC 链接电容器 30 的电流 I_{cap} 。为了使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 的脉冲定时一致，需要使各个脉冲电流的基频和基频成分

5 的相位一致。

首先，说明使脉冲电流 I_p 与 I_o 的基频一致的方法。对于换流器 20 的输入电流 I_p 是脉冲形的电流波形，该脉冲电流波形根据功率因数或者调制率等换流器 20 的驱动条件发生变化。然而，如图 3 所示，脉冲电流 I_p 的基频与换流器 20 的驱动条件无关，成为换流器 20 的载波信号频率的 2 倍。另一方面，DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 的基频如图 4、5 所示，成为与 DC / DC 变换器 40 的载波信号频率相同。

10

根据以上的原因，为了使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 的基频一致，可以把 DC / DC 变换器 40 的载波信号的频率设定为换流器 20 的载波信号的频率的 2 倍。

其次，说明使输入电流 I_p 与输出电流 I_o 的相位一致的方法。对于换流器 20 的输入电流 I_p 成为 0（以下，记为电压零矢量状态。）是 U 相、V 相、W 相的 High 支路侧开关 S_{uH} 、 S_{vH} 、 S_{wH} 全部接通的期间以及 U 相、V 相、W 相的 Low 支路侧开关 S_{uL} 、 S_{vL} 、 S_{wL} 全部接通的期间。换流器 20 成为电压零矢量状态的时间随着功率因数或者调制率等换流器的驱动条件发生变化，而如图 3 所示，当换流器 20 的载波信号成为峰或者谷时，换流器 20 必定成为电压零矢量状态，换流器 20 的输入电流 I_p 成为 0。

15

20

如果电机电流在一个周期的区间中进行平均，则输入电流 I_p 的基频成分在换流器 20 的载波信号成为峰或者谷时，振幅为最小，在换流器 20 的载波信号成为 0 时，振幅为最大。

25

另一方面，在 DC / DC 变换器 40 的升压动作时，如图 4 所示，Low 支路侧开关 S_L 的接通时间是扼流线圈 L 的能量存储期间，Low 支路侧开关 S_L 的断开期间是释放存储在扼流线圈中的能量（电流）的期间。DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 成为 0 的时间随着升压比

指令值发生变化，而 DC / DC 变换器 40 的载波信号成为谷时，输出电流 I_o 必定成为 0。从而，输出电流 I_o 的基本频率成分的振幅为最小是 DC / DC 变换器 40 的载波信号成为谷的时刻，振幅为最大是 DC / DC 变换器 40 的载波信号成为峰的时刻。

5 根据以上的原因，如果使换流器 20 的输入电流 I_p 的基频成分的振幅为最小的定时与 DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 的基频成分的振幅为最小的定时一致，则能够使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器的输出电流 I_o 的相位一致。即，为了使电流 I_p 与 I_o 的相位一致，可以设定各个载波信号的相位，使得在换流器 20 的载波信号成为峰或者谷的定时时，DC / DC 变换器 40 的载波信号成为谷。

10 图 6 示出适用上述的方法，优化换流器 20 和 DC / DC 变换器 40 的载波信号的频率和相位时的动作波形。另外，图 7 示出没有优化换流器 20 和 DC / DC 变换器 40 的载波信号的相位时的动作波形。另外，图 8 示出换流器 20 的载波信号波形与 DC / DC 变换器 40 的载波信号波形不同步时的动作波形。在图 6 ~ 图 8 中，示出换流器 20 的载波信号波形和 DC / DC 变换器 40 的载波信号波形、换流器 20 的输入电流 I_p 、DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 、DC 链接电容器 30 中流动的电流 I_{cap} 。这里的换流器 20 的驱动条件是调制率 1.0、功率因数 0.9。另外，DC / DC 变换器 40 的升压比指令值大约是 1.5。

20 如果把图 6 与图 7 进行比较可知，通过进行实施方式 1 的换流器 20 与 DC / DC 变换器 40 的载波信号的相位优化，能够使换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 换为变换器 40 的输出电流 I_o 的定时一致，能够大幅度地降低沿着 DC 链接电容器 30 流动的电流 I_{cap} 的有效值。另外，图 8 中，由于换流器 20 的载波信号频率与 DC / DC 变换器 40 的载波信号频率不同步，因此存在 I_p 与 I_o 的定时一致的时刻以及 I_p 与 I_o 的定时不一致的时刻。其结果，如果与图 7 的条件相比较，虽然 I_{cap} 的电流有效值降低，但是如果与图 6 相比较，则 I_{cap} 的电流有效值增大。

图 9 表示按照额定功率使电机动作时的 DC 链接电容器 30 中流

动的电流有效值。图示的电流有效值是相对值，在换流器 20 的载波信号波形与 DC / DC 变换器 40 的载波信号波形不同步的以往方式中，把电机转数 1000rpm 时的电流有效值作为 1。并且，这里，DC / DC 变换器 40 的升压比指令值取为 2.0。如图 9 所示，通过进行实施方式 1 的载波信号的优化，在电机转数的整个区域中，能够降低 DC 链接电容器 30 的电流有效值。特别是，在电机转数为 1000rpm ~ 3000rpm 的区域中，DC 链接电容器 30 的电流降低效果大，因此能够减小 DC 链接电容器 30 的体积。

至此为止，说明了换流器 20 的载波信号波形是三角波的情况，而在换流器 20 的载波信号波形是锯齿波的情况下，换流器 20 的载波信号的频率与 DC / DC 变换器 40 的载波信号的频率的关系发生变化。图 10 说明把换流器 20 的载波信号波形取为锯齿波时的动作。如从图 10 所知，在换流器 20 的载波信号波形是锯齿波的情况下，对于换流器 20 的输入电流 I_p 的基频与载波信号频率相同。从而，这种情况下，DC / DC 变换器 40 的载波信号的频率可以设定为与换流器 20 的载波信号的频率相同。

另外，关于使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 的相位一致的方法，与换流器 20 的载波信号波形是三角波的情况相同，可以使换流器 20 的载波信号波形成为峰或者谷的定时与 DC / DC 变换器 40 的载波信号波形成为谷的定时一致。而在锯齿波的情况下，为了使换流器 20 的载波信号波形成为峰的定时与成为谷的定时一致，可以使该定时与 DC / DC 变换器 40 的载波信号波形成为谷的定时一致。

图 11 表示适用以上的方法，优化锯齿波形状的三角波比较方式的 PWM 换流器 20 与 DC / DC 变换器 40 的载波信号的频率和相位时的动作波形。图中示出换流器 20 的载波信号波形和 DC / DC 变换器 40 的载波信号波形、变换器 20 的输入电流 I_p 、DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 、DC 链接电容器 30 中流动的电流 I_{cap} 。

如图所示，通过进行实施方式 1 的锯齿波形状的三角波比较方式

的 PWM 换流器 20 与 DC / DC 变换器 40 的载波信号的优化, 能够使换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 的定时一致。由此, 即使在锯齿波形状的三角波比较方式的 PWM 换流器 20 中, 也能够降低沿着 DC 链接电容器 30 流动的纹波电流有效值, 能够减小 DC 链接电容器 30 的体积。

至此, 作为 DC / DC 变换器 40 的电力控制开关的 Low 侧开关 SL, 如果升压比指令值大于载波信号波形则接通, 小于则断开。根据 DC / DC 变换器 40, 也有如果升压比指令值小于载波信号波形则 Low 侧开关 SL 接通, 大于则断开的情况。

这种情况下, DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 为 0 是载波信号波形成为峰的时刻, I_o 的基频成分的振幅为最大是 DC / DC 变换器 40 的载波信号波形成为谷的时刻。从而, 为了使换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 的定时一致, 可以设定各个载波信号的相位, 使得在换流器 20 的载波信号波形成为峰或者谷的定时时, DC / DC 变换器 40 的载波信号成为峰。

这样, 根据 DC / DC 变换器 40 的载波信号与升压比指令值的比较运算方法, 换流器 20 的载波信号与 DC / DC 变换器 40 的载波信号的相位关系不同, 而通过使在换流器 20 成为电压零矢量状态期间的中心的定时与 DC / DC 变换器 40 的 Low 侧开关 SL 成为接通状态期间的中心定时一致, 能够降低沿着 DC 链接电容器 30 流动的纹波电流。

其次, 说明换流器 20 是空间电压矢量控制的 PWM 换流器的情况。所谓空间电压矢量控制, 是在电压指令矢量空间中, 在一定周期的期间输出形成正三角形区域的顶点的 3 个瞬时电压矢量, 作为它们的时间平均, 输出电压指令矢量的方式。

图 12 说明空间电压矢量控制。在电压矢量空间中, 电压矢量 $V_0 \sim V_7$ 表示换流器 20 的 U、V、W 相的瞬时的输出电压状态, $V_0(000)$ 表示 U、V、W 相的 Low 支路侧开关 S_{uL} 、 S_{vL} 、 S_{wL} 全部成为接通的状态, $V_7(111)$ 表示 U、V、W 相的 High 支路侧开关 S_{uH} 、 S_{vH} 、 S_{wH} 全部成为接通的状态, V_0 和 V_7 表示电压零矢量状态。另外, 例

如 $V_6 (1\ 1\ 0)$ 表示 U 相和 V 相的 High 侧开关 S_{uH} 、 S_{vH} 接通，W 相的 High 侧开关 S_{wH} 断开的状态。

图 13 示出电压指令矢量 V^* 存在于正三角形 $V_0 (V_7)$ 、 V_4 、 V_6 内的情况下，空间电压矢量控制的开关图形的一个例子。图中，D 表示 DC/DC 变换器 40 的接通占空比，在 $0 \leq D < 1$ 的范围内，升压动作时升压比越大越成为大的值，降压动作时降压比越小越成为大的值。T 表示开关周期。

在图 13 所示的开关图形中，在一个开关周期 T 内各选择一次电压矢量 V_0 、 V_4 、 V_6 、 V_7 。各个电压矢量的时间比例根据电压指令矢量 V^* 决定。如图 13 所示，换流器 20 成为电压零矢量状态在周期 T 内是 2 次，交互发生周期 T 的前半段 t_0 与周期 T 的后半段 t_7 的两次图形，以及周期 T 的前半段 t_7 和周期 T 的后半段 t_0 的两次图形。 t_0 、 t_4 、 t_6 、 t_7 的时间区间根据电压指令矢量 V^* 的变化时刻发生变化，而在图 13 所示的邻接的开关周期中， $t_{0A} \doteq t_{0B}$ 、 $t_{7A} \doteq t_{7B}$ 的关系成立。其结果，以开关周期 T 切换的定时为中心的 $2 \times t_0$ 或者 $2 \times t_7$ 的时间成为电压零矢量状态的时间。

根据以上情况，在图 13 所示的开关图形中，开关周期 T 的切换定时是换流器 20 的输入电流 I_p 的基频成分的振幅为最小的定时。从而，作为 DC/DC 变换器 40 的控制开关的开关定时，可以从换流器 20 的开关周期 T 的切换时刻开始，在 $D \times T / 2$ 的期间，升压动作时使开关 SL 接通，降压动作时使开关 SH 接通，然后在 $(1 - D) \times T$ 期间断开。通过实现这样的开关定时，能够使脉冲电流 I_p 与 I_o 的基频成分的相位一致，能够降低 DC 链接电容器 30 中流动的电流 I_{cap} 。

图 14 示出空间电压矢量控制的开关图形的其它例子。图 14 是当电压指令矢量 V^* 存在于正三角形 $V_0 (V_7)$ 、 V_4 、 V_6 内时，为了降低开关损失，在使 W 相的开关停止的状态下，用于输出电压指令矢量 V^* 的开关图形。

图 14 的情况下，瞬时电压输出是 V_0 、 V_4 、 V_6 的 3 个图形，换流器 20 成为电压零矢量状态只是 Low 支路侧开关 S_{uL} 、 S_{vL} 、 S_{wL}

全部成为接通的状态。由此，成为电压零矢量状态在周期 T 内发生一次，交互地发生电压零矢量状态在周期 T 的前半段发生的图形和周期 T 的后半段发生的图形。其结果，以开关周期 $2T$ 切换的定时为中心， $2 \times t_0$ 的时间成为电压零矢量状态。

5 根据以上的原因，在图 14 所示的开关图形中，开关周期 $2T$ 的切换的定时是换流器 20 的输入电流 I_p 的基频成分为最小的定时。从而，作为 DC / DC 变换器 40 的开关定时，可以从换流器 20 的开关周期 $2T$ 的切换时刻开始，在 $D \times T$ 的期间，升压动作时使开关 SL 接通，降压动作时使开关 SH 接通，然后，在 $(1 - D) \times 2T$ 期间断开。通过设
10 为这样的开关定时，能够使脉冲电流 I_p 与 I_o 的基频成分的相位一致，能够降低 DC 链接电容器 30 中流动的电流 I_{cap} 。

至此，说明了在三角形比较 PWM 变换器、锯齿波比较 PWM 变换器、空间电压零矢量控制 PWM 变换器的各种控制方式中，都能够
15 尽可能抑制 DC 链接电容器 30 中流动的纹波电流的半导体元件的开关定时。然而，半导体元件的开关定时不一定需要严格地一致，即使开关定时存在若干偏移，也具有抑制 DC 链接电容器 30 的纹波电流的效果。

图 15 表示了换流器 20 的功率因数是 0.9，调制率是 0.2、0.6、
20 1.0 时的 DC / DC 变换器 40 的开关定时的偏移量与 DC 链接电容器 30 中流动的纹波电流的相对值的关系。从图 15 可知，即使开关定时比最佳相位值有一些偏移，也与调制率无关，具有抑制 DC 链接电容器 30 的纹波电流的效果。虽然依赖于换流器 20 的驱动条件，但是只要开关定时的偏移在 DC / DC 变换器 40 的开关周期的 $\pm 10\%$ 以内，则就充分地具有效果。

25 另外，作为更简易的控制方式，通过使换流器 20 转移到电压零矢量状态的定时与 DC / DC 变换器 40 的 Low 侧开关 SL 成为接通的定时几乎一致，也能够降低 DC 链接电容器 30 的纹波电流。

图 16 示出该控制方式的换流器 20 的开关定时与 DC / DC 变换器 40 的开关定时的关系。 G_{ZERO} 是电压零矢量信号，换流器 20 在电

压零矢量状态时成为 High，在除此以外时间成为 Low。如图所示，DC / DC 变换器 40 的 Low 侧开关 SL 成为接通是从换流器 20 转移到电压零矢量状态的时刻开始的 $D \times T$ 的时间。在除此以外的时间中，SL 断开。另外，换流器 20 转移到电压零矢量状态的定时不是在一定周期 T 中发生，而是在 $T \pm \Delta T$ 的不定周期中发生。这里， ΔT 是根据换流器 20 的开关状态时刻变动的值，而 ΔT 的平均值几乎是 0。

从而，在使用了这种控制方式的情况下，当 DC / DC 变换器 40 的接通占空比 D 的值为一定值时，DC / DC 变换器 40 的 Low 侧开关 SL 的接通时间成为一定值，而 SL 的断开时间变为 $(1 - D) \times (T \pm \Delta T)$ ，没有成为一定值。

另外，通过使换流器 20 从电压零矢量状态转移到电压零矢量以外的状态的定时与 DC / DC 变换器 40 的 Low 侧开关 SL 断开的定时几乎一致，也能够降低 DC 链接电容器 30 的纹波电流。

图 17 示出该控制方式的换流器 20 的开关定时与 DC / DC 变换器 40 的开关定时的关系。如图所示，DC / DC 变换器 40 的 Low 侧开关 SL 断开是换流器 20 从电压零矢量状态转移到除此以外的瞬时电压值的时刻开始的 $(1 - D) \times T$ 的时间。在除此以外的时间中，SL 接通。并且，换流器 20 从电压零矢量状态转移到除此以外的瞬时电压值的定时不是在一定周期 T 中发生，而是在 $T \pm \Delta T$ 的不定周期中发生。这里， ΔT 是根据换流器 20 的开关状态时刻变动的值，而 ΔT 的平均值几乎是 0。

在使用了这种控制方式的情况下，当 DC / DC 变换器 40 的接通占空比 D 的值为一定值时，DC / DC 变换器 40 的 Low 侧开关 SL 的断开时间成为一定值，而 SL 的接通时间成为 $D \times (T \pm \Delta T)$ ，没有成为一定值。

并且，至此为止说明了 DC / DC 变换器 40 的升压动作，而在 DC / DC 变换器 40 的降压动作时基本动作也相同。不同的是在升压动作时，由 Low 侧开关 SL 控制 DC / DC 变换器 40，而在降压动作时，由 High 侧开关 SH 控制 DC / DC 变换器 40。

另外，至此为止，作为 DC / DC 变换器 40 的比较运算方式，说明了当升压比指令值大于载波信号时 Low 侧开关 SL 接通，High 侧开关 SH 断开，当升压比指令值小于载波信号时，Low 侧开关 SL 断开，High 侧开关 SH 接通，而在 DC / DC 变换器 40 的比较运算方式相反的情况下，可以设定各载波信号相位，使得按照换流器 20 的载波信号波形成为峰或者谷的定时，DC / DC 变换器 40 的载波信号波形成为峰。

如上所述，如果依据实施方式 1，则由于使换流器 20 的载波信号的频率与 DC / DC 变换器 40 的载波信号的频率同步，把 DC / DC 变换器 40 的载波信号的频率取为换流器 20 的载波信号的频率的等倍或者 2 倍，在换流器 20 的 Low 侧开关全部接通，或者 High 侧开关全部接通的状态（电压零矢量状态）下，存在 DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 成为 0 的时间，因此能够降低 DC 链接电容器 30 中流动的电流 I_{cap} ，能够减小 DC 链接电容器 30 的体积。

另外，如果依据实施方式 1，则由于使换流器 20 成为电压零矢量状态的期间的中心的定时与 DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 成为 0 的期间的中心的定时几乎一致，因此能够使 DC 链接电容器 30 中流动的电流 I_{cap} 最小，能够进一步减小 DC 链接电容器 30 的体积。

另外，如果依据实施方式 1，则把换流器 20 和 DC / DC 变换器 40 进行三角波比较方式 PWM 控制，通过使换流器 20 的载波信号波形成为峰以及谷的定时与 DC / DC 变换器 40 的载波信号波形成为谷或者峰的定时几乎一致，能够使 DC 链接电容器 30 中流动的电流 I_{cap} 最小，能够进一步减小 DC 链接电容器 30 的体积。

另外，如果依据实施方式 1，则通过使换流器 20 转移到电压零矢量状态的定时与 DC / DC 变换器 40 的输出电流成为 0 的定时几乎一致，能够降低 DC 链接电容器 30 中流动的电流 I_{cap} ，能够减小 DC 链接电容器 30 的体积。

另外，如果依据实施方式 1，则通过使换流器 20 从电压零矢量状态转移到电压零矢量以外的状态的定时与 DC / DC 变换器 40 的输出

电流开始流动的定时几乎一致,能够降低 DC 链接电容器 30 中流动的电流 I_{cap} , 能够减小 DC 链接电容器 30 的体积。

实施方式 2

图 18 表示本发明实施方式 2 的电机驱动装置 101 的结构。与图 1 相同的符号表示相同构成要素。与实施方式 1 的不同点在于 DC / DC 变换器 41 为多相位方式(这里是二相位)。DC / DC 变换器 41 由 DC / DC 变换器 41a、DC / DC 变换器 41b 构成。多相位方式的 DC / DC 变换器是通过多个 DC / DC 变换器的并联构成,使各个 DC / DC 变换器的输出相位错开动作的电路。多相位 DC / DC 变换器的优点是能够降低输入电压平滑电容器 C_{in} 和 DC 链接电容器 30 的纹波电流。缺点是因为需要控制多个 DC / DC 变换器,因此控制装置复杂。为此,多相位 DC / DC 变换器在构成比较大容量的 DC / DC 变换器时使用。

其次,说明动作。

首先,说明二相位方式的 DC / DC 变换器 41 的动作。二相位方式的 DC / DC 变换器 41 的控制方法有多种,而在实施方式 2 中,采用使 DC / DC 变换器 41a 与 DC / DC 变换器 41b 的载波信号的相位错开 180 度的方式。

说明把 DC / DC 变换器 41a、41b 的载波信号相位错开 180 度的理由。图 19 用于说明二相位方式的 DC / DC 变换器 41 的升压动作。这里,DC / DC 变换器 41a、41b 的接通占空比 D 是 0.6。GI1 是对于 DC / DC 变换器 41a 的 Low 侧开关 SL1 的控制信号,GI2 是对于 DC / DC 变换器 41b 的 Low 侧开关 SL2 的控制信号,GI1 与 GI2 的相位错开 180 度。IL1、IL2 分别是流过 DC / DC 变换器 41a、DC / DC 变换器 41b 的扼流线圈 L1、L2 的电流,IL1 和 IL2 由控制电路 60 控制成为几乎相同的值。Io1、Io2 分别是 DC / DC 变换器 41a、DC / DC 变换器 41b 的输出电流,DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 为 Io1 与 Io2 的总和。

DC / DC 变换器 41 的输出电流波形在 DC / DC 变换器 41 的载波信号周期 T 的期间,输出二次脉冲宽度 $(1 - D) \times T$ 的脉冲电流。

在除此以外的时间输出电流 I_o 成为 0。

这样，通过使两个 DC / DC 变换器载波相位错开 180 度，交互输出 DC / DC 变换器 41a 的输出电流 I_{o1} 和 DC / DC 变换器 41b 的输出电流 I_{o2} ，能够使 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的基频成为 DC / DC 变换器 41 的载波信号频率的 2 倍。

其次，说明 DC 链接电容器 30 中流动的纹波电流的抑制动作（最小化动作）。

如果使换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的纹波电流的基频和基频成分的相位一致，则能够降低 DC 链接电容器 30 的电流 I_{cap} ，这一点与实施方式 1 相同。

对于换流器 20 的输入电流 I_p 是脉冲形的电流波形，在三角波比较方式的 PWM 换流器中，输入电流 I_p 的基频为换流器载波信号频率的 2 倍。另外，二相位方式的 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的基频通过把 DC / DC 变换器 41a、41b 的载波相位错开 180 度，也成为 DC / DC 变换器 41 的载波信号频率的 2 倍。从而，为了使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的基频一致，可以使 DC / DC 变换器 41 的载波信号的频率与换流器 20 的载波信号的频率相等。

其次，说明使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的相位一致的方法。

如上所述，在 DC / DC 变换器 41a、41b 的接通占空比 D 为 0.6 时，存在 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 为 0 的期间。该期间内，两个 DC / DC 变换器 41a、41b 的 Low 侧开关 $SL1$ 、 $SL2$ 的每一个都与成为接通的期间一致。从而，通过使换流器 20 成为电压零矢量状态的定时与 DC / DC 变换器 41a、41b 的 Low 侧开关 $SL1$ 、 $SL2$ 的每一个都接通的定时一致，能够使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的相位一致。

图 20 示出应用上述方法，优化三角波比较方式的 PWM 换流器 20 和 DC / DC 换流器 41 的载波信号的相位时的动作波形。如图所示，

使换流器 20 的载波信号成为峰以及谷的定时与 DC / DC 变换器 41a 以及 DC / DC 变换器 41b 的载波信号成为峰和谷的中点的定时几乎一致。另外，图 21 示出没有优化换流器 20 的载波信号和 DC / DC 变换器 41 的载波信号的相位时的动作波形。并且，这里的换流器 20 的驱动条件采用调制率 1.0，功率因数 0.9，DC / DC 变换器 41 的升压比指令值是 2.5。

如把图 20 与图 21 相比较可知，通过进行实施方式 2 的相位优化，能够使换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的定时一致，能够大幅度地降低沿着 DC 链接电容器 30 流动的电流 I_{cap} 的有效值。

至此为止，说明了 DC / DC 变换器 41 的接通占空比 D 大于 0.5 的情况 (0.6)，而以下说明在接通占空比 D 小于 0.5 时，使对于换流器 20 的输入电流 I_p 和二相位方式的 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的相位一致的方法。

图 22 说明接通占空比 D 为 0.33 时的 DC / DC 变换器 41 的动作。如图所示，在接通占空比 D 小于 0.5 时，由于存在 DC / DC 变换器 41a 的输出电流 I_{o1} 与 DC / DC 变换器 41b 的输出电流 I_{o2} 的重叠时间，因此 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 成为在直流电流成分上叠加了脉冲电流的波形。所叠加的脉冲电流在 DC / DC 变换器 41 的载波信号周期 T 的期间内输出 2 次，其脉冲宽度是 $(1/2 - D) \times T$ 。这样，即使在接通占空比 D 小于 0.5 的情况下，虽然叠加了直流电流成分，但也能够使 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的基频成为 DC / DC 变换器的载波信号频率的 2 倍。

DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 为最小的期间是 DC / DC 变换器 41a、41b 的 Low 侧开关 $SL1$ 、 $SL2$ 的某一个接通的时间。从而，通过使换流器 20 成为电压零矢量状态的定时与 DC / DC 变换器 41a、41b 的 Low 侧开关 $SL1$ 、 $SL2$ 的某一个接通的定时一致，能够使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的相位一致。

图 23 中示出应用上述的方法，优化三角波比较方式的 PWM 换流器 20 和接通占空比 D 为 0.33 的 DC/DC 变换器 41 的相位时的动作波形。如图所示，使换流器 20 的载波信号成为峰的定时与 DC/DC 变换器 41a 的载波信号成为谷的定时几乎一致，使换流器 20 的载波信号成为谷的定时与 DC/DC 变换器 41b 的载波信号的谷几乎一致。换流器 20 的驱动条件采用调制率 1.0，功率因数 0.9，DC/DC 变换器 41 的升压比指令值是 1.5。

这样，即使在 DC/DC 变换器 41 的接通占空比 D 为 0.33 的情况下，也能够使换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC/DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的定时一致，能够大幅度地降低沿着 DC 链接电容器 30 流动的电流 I_{cap} 的有效值。

这里，说明 DC/DC 变换器 41 的接通占空比与升压比指令值的关系。在 DC/DC 变换器 41 的动作中，具有在扼流线圈 L1、L2 中始终持续流动电流的电流连续模式和存在 L1、L2 的电流值为 0A 的区间的电流不连续模式，通常只要不是极端轻负载，则就在电流连续模式下动作。

DC/DC 变换器 41 在电流连续模式下进行升压动作时，在升压比指令值 n 与 Low 侧开关 SL1、SL2 的接通占空比 DL 之间成立式(2)的关系式。

$$DL \doteq 1 - 1/n \quad (2)$$

根据式(2)，在升压动作时，接通占空比 D 大于 0.5 是在升压比指令值 n 大于 2.0 时，接通占空比 D 小于 0.5 是在升压比指令值 n 小于 2.0 时。

另外，DC/DC 变换器 41 在电流连续模式下进行降压动作时，升压比指令值 n 与 High 侧开关 SH1、SH2 的接通占空比 DH 之间成立式(3)的关系式。

$$DH \doteq 1/n \quad (3)$$

根据式(3)，降压动作时，接通占空比 D 大于 0.5 是升压比指令值 n 大于 2.0 时，接通占空比 D 小于 0.5 是升压比指令值 n 小于 2.0

时。

如上所述，在 DC / DC 变换器 41 的接通占空比 D 大于 0.5 时，使换流器 20 成为电压零矢量状态的定时与 DC / DC 变换器 41a、41b 的每一个都接通的定时一致。另外，在 DC / DC 变换器 41 的接通占空比 D 小于 0.5 时，使换流器 20 成为电压零矢量状态的定时与 DC / DC 变换器 41a、41b 的某一个接通的定时一致。通过进行这样的相位控制，能够使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的相位一致，能够降低沿着 DC 链接电容器 30 流动的纹波电流。

并且，至此为止说明了 DC / DC 变换器 41 的升压动作，而在 DC / DC 变换器 41 的降压动作时基本动作也相同。不同的是升压动作时由 Low 侧开关 SL 控制 DC / DC 变换器 41，而在降压动作时由 High 侧开关 SH 控制 DC / DC 变换器 41。

如上所述，如果依据实施方式 2，则在构成二相位方式的 DC / DC 变换器 41 的 DC / DC 变换器 41a 与 DC / DC 变换器 41b 的载波信号的相位错开了 180 度的情况下，在 DC / DC 变换器 41 的升压比指令值 n 大于 2.0 时，使换流器 20 成为电压零矢量状态的定时与构成 DC / DC 变换器 41 的 DC / DC 变换器 41a、41b 的每一个都接通的定时一致。另外，在 DC / DC 变换器 41 的升压比指令值 n 小于 2.0 时，使换流器 20 成为电压零矢量状态的定时与 DC / DC 变换器 41a、41b 的某一个接通的定时一致。由此，能够使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的相位一致，能够降低沿着 DC 链接电容器 30 流动的纹波电流。

并且，在实施方式 2 中，换流器 20 采用了三角波比较 PWM 方式的换流器，而即使在锯齿波比较 PWM 换流器或者空间电压矢量 PWM 换流器的情况下，通过应用实施方式 2 的优化方式也能够降低沿着 DC 链接电容器 30 流动的纹波电流。

实施方式 3

实施方式 3 的电机驱动装置的结构与图 18 所示的实施方式 2 相

同。在实施方式 2 中，把 DC / DC 变换器 41a 与 DC / DC 变换器 41b 的载波信号的相位错开了 180 度，使得 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的基频成为 DC / DC 变换器 41 的载波信号频率的 2 倍。在实施方式 3 中，控制 DC / DC 变换器 41，使得 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的基本频率与 DC / DC 变换器 41 的载波信号频率相同。

图 24 说明实施方式 3 的 DC / DC 变换器 41 的升压动作。 G_{ZERO} 是电压零矢量信号，在换流器 20 为电压零矢量状态时成为 High，在除此以外时成为 Low。 G_{11} 是 DC / DC 变换器 41a 的 Low 侧开关 SL1 的接通过信号， G_{12} 是 DC / DC 变换器 41b 的 Low 侧开关 SL2 的接通过信号。

如图所示，在实施方式 3 中，当电压零矢量信号 G_{ZERO} 从 High 转移到 Low 时，把 G_{11} 从 High 转移到 Low，当电压零矢量信号 G_{ZERO} 从 Low 转移到 High 时，把 G_{12} 从 Low 转移到 High。如果把 DC / DC 变换器 41a 和 DC / DC 变换器 41b 的接通占空比记为 D ，则 G_{11} 维持 High 状态的时间（Low 侧开关 SL1 接通的时间）是 $D \times T$ ， G_{12} 维持 Low 状态的时间（Low 侧开关 SL2 断开的的时间）是 $(1 - D) \times T$ 。

图 25 示出根据实施方式 3，优化换流器 20 和 DC / DC 变换器 41 的定时的动作波形。换流器 20 的驱动条件采用调制率 1.0，功率因数 0.9，DC / DC 变换器 41 的升压比指令值是 2.5。通过进行实施方式 3 的优化，能够更正确地使换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的定时一致，能够进一步降低 DC 链接电容器 30 的纹波电流。

并且，在 DC / DC 换流器 41 的降压动作时，也与升压动作时相同，能够降低 DC 链接电容器 30 的电流。

如上所述，如果依据实施方式 3，则在控制 DC / DC 变换器 41 使得 DC / DC 变换器 41 的输出电流 I_o 的基频与 DC / DC 变换器 41 的载波信号频率相同时，通过使换流器 20 转移到电压零矢量状态的定时与构成二相位方式的 DC / DC 变换器 41 的一个 DC / DC 变换器的接通过定时几乎一致，使换流器 20 不是电压零矢量状态的定时与构成

DC/DC 变换器 41 的另一个 DC/DC 变换器 41 的断开定时几乎一致，能够优化 DC 链接电容器 30 中流动的电流 I_{cap} ，能够进一步减小 DC 链接电容器的体积。

实施方式 4

5 实施方式 4 的电机驱动装置的结构与图 18 所示的实施方式 2 相同。在实施方式 4 中，通过进行 DC/DC 变换器 41 的输出电压 V_{PN} 与换流器 20 的调制率的优化，进一步降低 DC 链接电容器 30 的纹波电流。

10 换流器 20 的交流输出电压 V_{INV} 是与 DC/DC 变换器 41 的输出电压 V_{PN} 和换流器 20 的调制率 m 的积成比例。另外，DC/DC 变换器 41 的输出电压 V_{PN} 由于成为高电压蓄电池 50 的电压 V_{IN} 与 DC/DC 变换器 41 的升压比指令值 n 的积，因此换流器 20 的交流输出电压 V_{INV} 用式 (4) 表示。

$$V_{INV} = V_{IN} \times n \times m \times k \quad (4)$$

15 这里， k 是根据换流器 20 的控制方式决定的常数。根据式 (4)，通常存在无数个用于得到相同的换流器 20 的交流输出电压 V_{INV} 的升压比指令值 n 和调制率 m 的选择项。

通常，为了抑制换流器 20 与 DC/DC 变换器 41 的开关损失，一般 DC/DC 变换器 41 的输出电压 V_{PN} 采用所需要的最小限度的电压值。图 26 示出换流器 20 的交流输出电压 V_{INV} 与调制率 m 、DC/DC 变换器 41 的升压比指令值 n 的一般关系。如图所示，DC/DC 变换器 41 进行升压动作时的换流器 20 的调制率 m 始终是 1，换流器 20 的调制率小于 1 时的 DC/DC 变换器 41 的升压比指令值 n 始终为 1，DC/DC 变换器 41 变为没有进行开关动作的状态。

25 在实施方式 4 中，通过进行 DC/DC 变换器 41 的升压比指令值 n 和变换器 20 的调制率 m 的优化，使 DC/DC 变换器 41 的输出电流 I_o 与换流器 20 的输入电流 I_p 的定时一致，能够降低 DC 链接电容器 30 的纹波电流有效值。图 27 示出为了降低 DC 链接电容器 30 的纹波电流有效值的换流器 20 的交流输出电压 V_{INV} 与调制率 m 、DC/DC

变换器 41 升压比指令值 n 的关系。与图 26 所示的关系的不同点在于在换流器 20 的交流输出电压 V_{INV} 低的区域中，把升压比指令值 n 取为大于 1 的值，设置降低调制率 m 的区域。

图 28 示出 DC/DC 变换器 41 的升压比指令值为 1，没有进行开关动作时的 DC 链接电容器 30 的纹波电流有效值，以及应用实施方式 4 时的 DC 链接电容器 30 的纹波电流有效值（都是相对值）。这里，换流器 20 的功率因数是 0.9。如从图所明确的那样，依据实施方式 4，能够减低 DC 链接电容器 30 的纹波电流有效值。实施方式 4 的 DC 链接电容器 30 的纹波电流降低效果大约为 25%。

如上所述，如果依据实施方式 4，则通过进行 DC/DC 变换器 41 的升压比指令值 n 与换流器 20 的调制率 m 的优化，使 DC/DC 变换器 41 的输出电流 I_o 与换流器 20 的输入电流 I_p 的定时一致，能够降低 DC 链接电容器 30 的纹波电流有效值，能够减小 DC 链接电容器 30 的体积。

实施方式 5

图 29 表示本发明实施方式 5 的电机驱动装置 102 的结构。与图 1 以及图 18 相同的符号表示相同的构成要素。与图 18 的不同点在于 DC/DC 变换器 42 是三相位方式。DC/DC 变换器 42 由 DC/DC 变换器 42a、DC/DC 变换器 42b、DC/DC 变换器 42c 构成。DC/DC 变换器 42a、DC/DC 变换器 42b 以及 DC/DC 变换器 42c 的结构与 DC/DC 变换器 41a、DC/DC 变换器 41b 相同。

其次，说明三相位方式的 DC/DC 变换器 42 的动作。在实施方式 5 中，采用把 DC/DC 变换器 42a、DC/DC 变换器 42b、DC/DC 变换器 42c 的载波信号的相位错开了 120 度的方式。这是因为通过把 3 个 DC/DC 变换器 42a、42b、42c 的载波相位错开 120 度，能够使 DC/DC 变换器 42 的输出电流 I_o 的基频成为 DC/DC 变换器 42 的载波信号频率的 3 倍。

在换流器 20 是三角波比较方式的 PWM 控制的情况下，为了使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与三相位方式的 DC/DC 变换器 42 的

输出电流 I_o 的基频一致，可以把 DC / DC 变换器 42 的频信号的频率设定为换流器 20 的载波信号的频率的三分之二倍。

其次，说明使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与三相相位方式的 DC / DC 变换器 42 的输出电流 I_o 的相位一致的方法。

5 图 30 说明接通占空比 D 为 0.8 时的 DC / DC 变换器 42 的动作。在接通占空比 D 为大于等于 0.667 时，存在 DC / DC 变换器 42 的输出电流 I_o 为 0 的期间。该期间是 3 个 DC / DC 变换器 42a、42b、42c 的 Low 侧开关 SL1、SL2、SL3 的每一个都成为接通的时间。从而，通过使换流器 20 成为电压零矢量状态的定时与 DC / DC 变换器 42a、
10 42b、42c 的每一个都接通的定时一致，能够使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 42 的输出电流 I_o 的相位一致。在换流器 20 是三角波比较方式的 PWM 控制的情况下，通过使换流器 20 的载波信号成为峰或者谷的定时与 DC / DC 变换器 42a、42b、42c 中的某一个的载波信号成为谷的定时一致，能够使对于换流器 20 的输入电流
15 I_p 与 DC / DC 变换器 42 的输出电流 I_o 的相位一致。

图 31 说明接通占空比 D 为 0.5 时的 DC / DC 变换器 42 的动作。在接通占空比 D 大于等于 0.333 小于 0.667 时，由于在 3 个 DC / DC 变换器 42a、42b、42c 中，存在两个 DC / DC 变换器的输出电流的重叠时间，因此 DC / DC 变换器 42 的输出电流 I_o 成为在直流电流成分上叠加了脉冲电流的波形。DC / DC 变换器 42 的输出电流 I_o 为最小的期间是 3 个 DC / DC 变换器中两个 DC / DC 变换器接通的时间。从而，通过使换流器 20 成为电流零矢量状态的定时与 3 个 DC / DC 变换器中某两个 DC / DC 变换器接通的定时一致，能够使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC / DC 变换器 42 的输出电流 I_o 的相位一致。
20 在换流器 20 是三角波比较方式 PWM 控制的情况下，通过使换流器 20 的载波信号成为峰或者谷的定时与 DC / DC 变换器 42a、42b、42c 中的某个频信号成为峰的定时一致，能够使对于换流器 20 的输入电流
25 I_p 与 DC / DC 变换器 42 的输出电流 I_o 的相位一致。

图 32 说明接通占空比 D 为 0.2 时的 DC / DC 变换器 42 的动作。

在接通占空比 D 小于 0.333 时，由于存在 3 个 DC/DC 变换器 42a、42b、42c 的输出电流的重叠时间，因此 DC/DC 变换器 42 的输出电流 I_o 成为在直流电流成分上叠加了脉冲电流的波形。DC/DC 变换器 42 的输出电流 I_o 为最小的期间是 DC/DC 变换器 42a、42b、42c 中的某一个接通的时间。从而，通过使换流器 20 成为电压零矢量状态的定时与 DC/DC 变换器 42a、42b、42c 中的某一个接通的定时一致，能够使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC/DC 变换器 42 的输出电流 I_o 的相位一致。在换流器 20 是三角波比较方式的 PWM 控制的情况下，通过使换流器 20 的载波信号成为峰或者谷的定时与 DC/DC 变换器 42a、42b、42c 中的某一个的载波信号成为谷的定时一致，能够使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC/DC 变换器 42 的输出电流 I_o 的相位一致。

这里，根据式 (2)，接通占空比 D 为 0.667 是升压比指令值大约 3.0 时，接通占空比 D 为 0.333 是升压比指令值大约 1.5 时。从而，把升压比指令值 3.0 和 1.5 作为阈值，（在该范围内），用于使 DC 链接电容器 30 的纹波电流为最小的换流器 20 与 DC/DC 变换器 42 的最佳相位发生变化。

如上所述，如果依据实施方式 5，则三相方式的 DC/DC 变换器 42 的升压比指令值 n 大于 3.0 时，通过使换流器 20 成为电压零矢量状态的定时与 3 个 DC/DC 变换器 42a、42b、42c 的每一个都接通的定时一致，另外，在 DC/DC 变换器 42 的升压比指令值小于 3.0 时，通过使换流器 20 成为电压零矢量状态的定时与 3 个 DC/DC 变换器 42a、42b、42c 的某一个或者某两个接通的定时一致，能够使对于换流器 20 的输入电流 I_p 与 DC/DC 变换器 42 的输出电流 I_o 的相位一致。由此，能够降低沿着 DC 链接电容器 30 流动的纹波电流。

并且，在实施方式 5 中说明了三角波比较 PWM 方式的换流器，而在锯齿波比较 PWM 换流器、空间电压矢量 PWM 换流器中，通过应用本方式，也能够降低沿着 DC 链接电容器 30 流动的纹波电流。另外，对于四相位方式的 DC/DC 变换器，在升压比指令值 n 大于等于

4.0 时和小于 4.0 时也能够得到同样的结果。

实施方式 6

图 33 表示本发明实施方式 6 的电机驱动装置 103 的结构。与图 1 相同的符号表示相同的构成要素。与图 1 的不同点在于具有以 DC 链接电容器 30 为共同的直流输入的多个（这里是两个）换流器 21、22，换流器 21 控制车辆驱动用电机 11，换流器 22 控制车辆驱动用电机 12。

车辆驱动用电机 11、12 能够独立地控制作为供给车辆行走时的推进力时的电动机的动作，或者作为把引擎的驱动力或车辆减速时的运动能量变换为电能时的发电机的动作。因此，在这种结构的电机驱动装置 103 中，可使一个电机作为发电机动作，在另一个电机中利用该发电电力，或者可利用蓄电池的电力，使两个电机作为电动机动作，或者，可通过使两个电机作为发电机动作把蓄电池充电。

在这种结构的电机驱动装置 103 中，在 DC 链接电容器 30 中流动的纹波电流 I_{cap} 是换流器 21 的输入电流 I_{p1} 和换流器 22 的输入电流 I_{p2} 的总和与 DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 的差分。从而，如果使作为 I_{p1} 和 I_{p2} 总和的换流器的总输入电流与 DC / DC 变换器 40 的输出电流 I_o 一致，则能够降低 DC 链接电容器 30 的纹波电流 I_{cap} 。

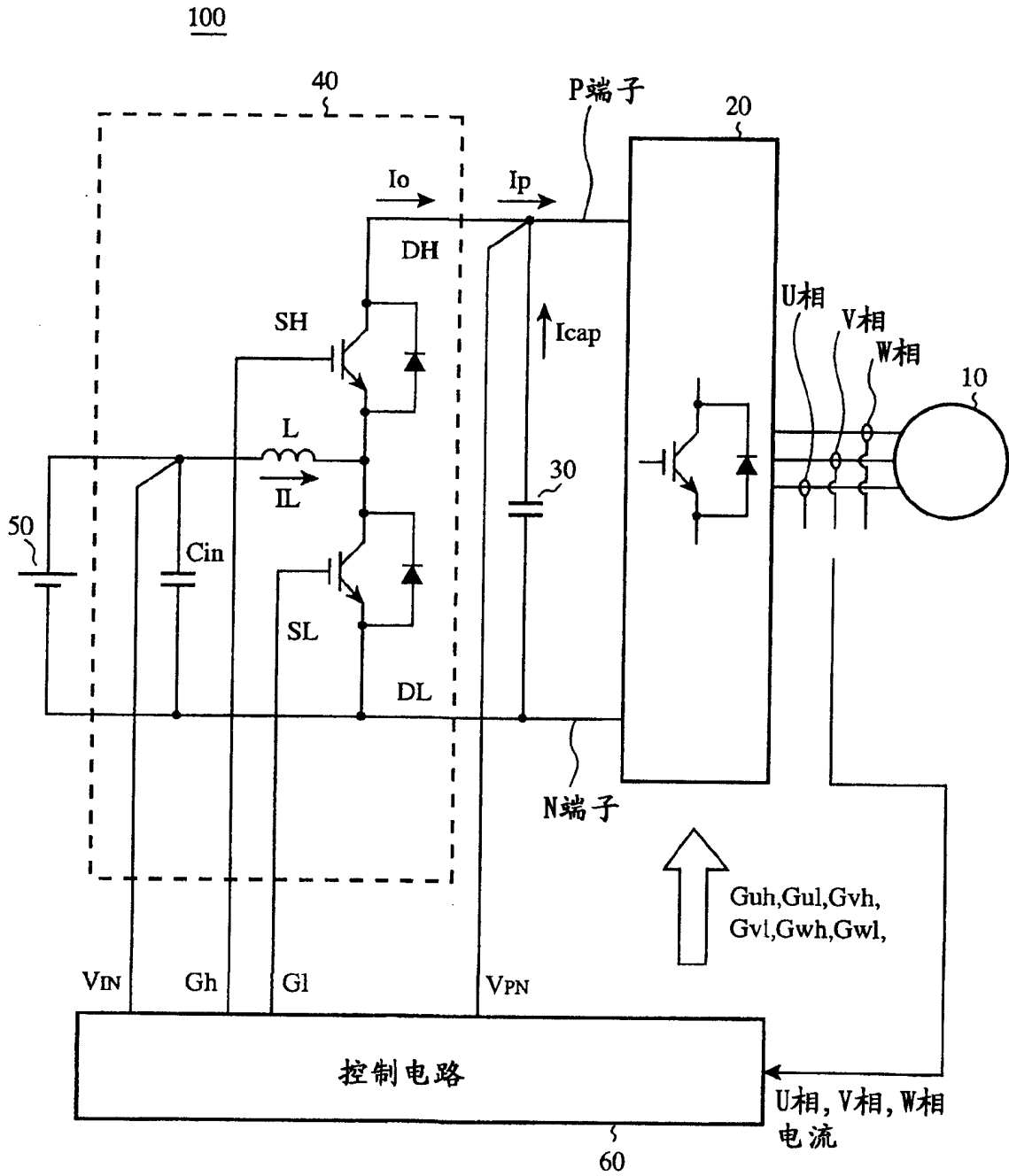
在实施方式 6 中，控制电路 60 具有基准信号选择单元，作为用于决定 DC / DC 变换器 40 的开关定时的基准信号，选择换流器 21 的载波信号或者换流器 22 的载波信号的某一个。而且，根据所选择的基准信号来决定 DC / DC 变换器 40 的开关定时。基准信号选择单元以换流器 21（车辆驱动用电机 11）、换流器 22（车辆驱动用电机 12）的控制电量或者交流电流作为判定基准，把控制电量或者交流电流量大的换流器的载波信号选择为基准信号。最佳相位控制单元按照与实施方式 1 到实施方式 5 的任一个相同的方法，根据由基准信号选择单元 61 决定的换流器的载波信号，决定用于使 DC 链接电容器 30 的电流 I_{cap} 成为最小的 DC / DC 变换器 40 的开关定时。通过进行这样的控制，能够使对于换流器的总输入电流支配性的脉冲电流（ I_{p1} 、 I_{p2} 的某一个）与同样地成为脉冲电流的 DC / DC 变换器 40 的输出电流

I_o 的定时一致，能够降低 DC 链接电容器 30 的纹波电流 I_{cap} 。

并且，在实施方式 6 中说明了换流器为两个的情况。在换流器为三个或三个以上的情况也是一样的。

5 如上所述，如果依据实施方式 6，则由于在具有多个换流器的情况下，以控制电量或者交流电流量大的换流器的载波信号作为基准信号，根据基准信号决定 DC/DC 变换器 40 的开关定时，因此在具有以 DC 链接电容器 30 作为共同的直流输入的多个换流器的情况下，也能够降低 DC 链接电容器 30 的纹波电流有效值，能够减小 DC 链接电容器 30 的体积。

图1



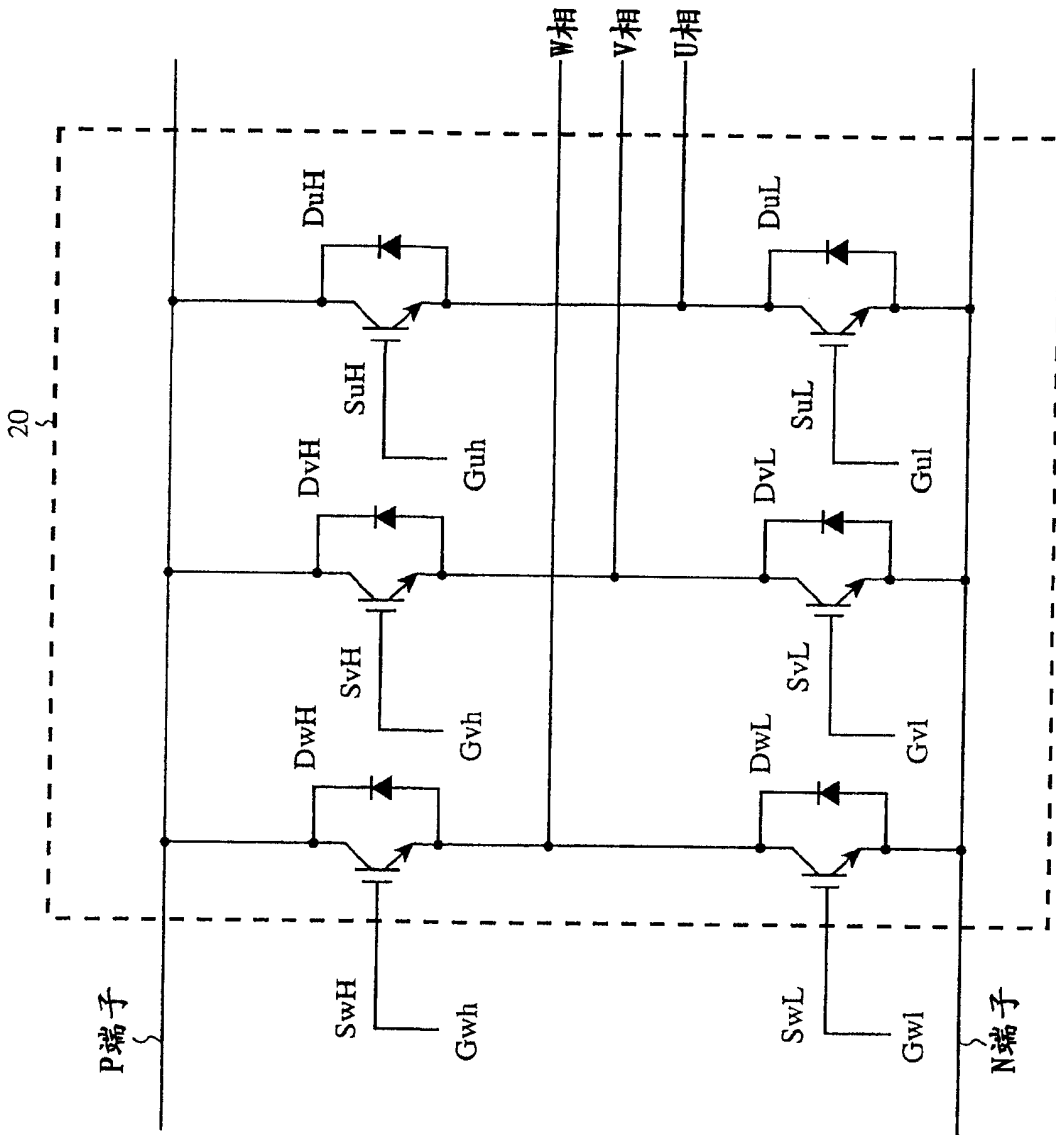
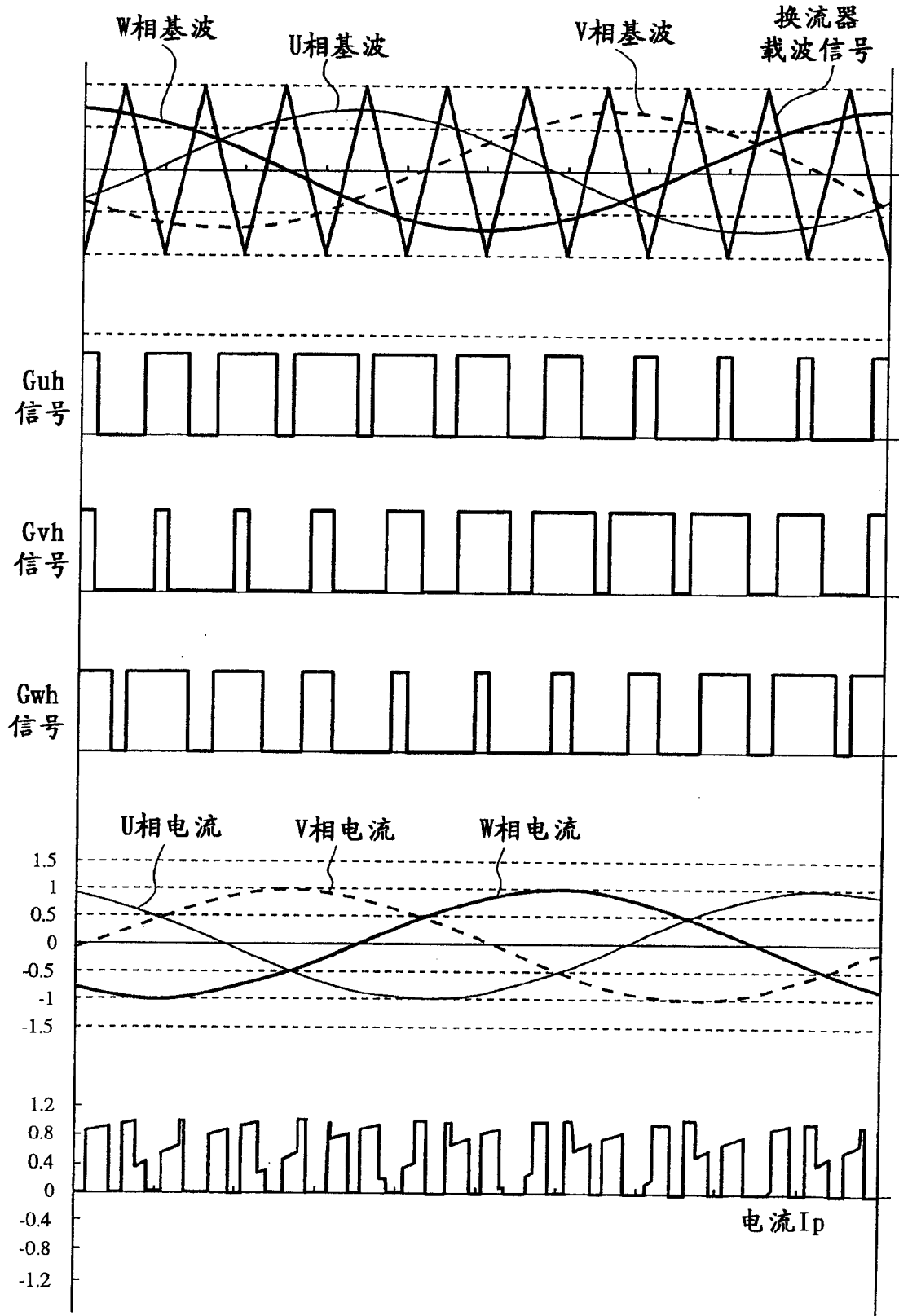


图2

图3



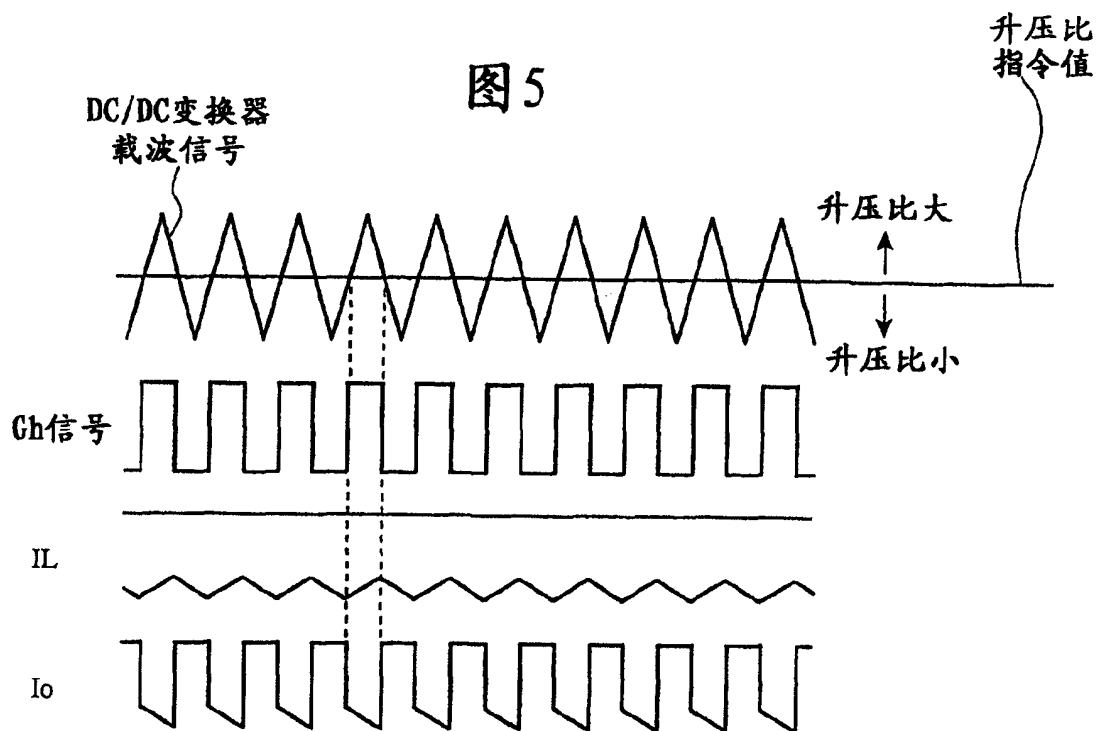
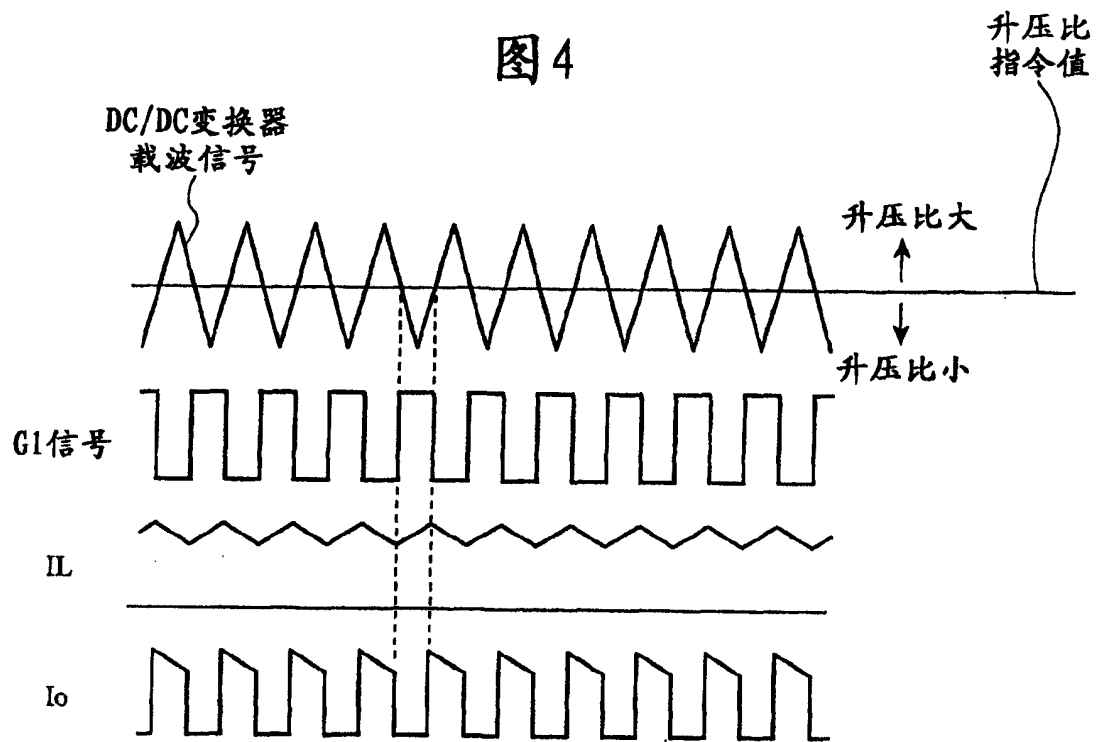


图6

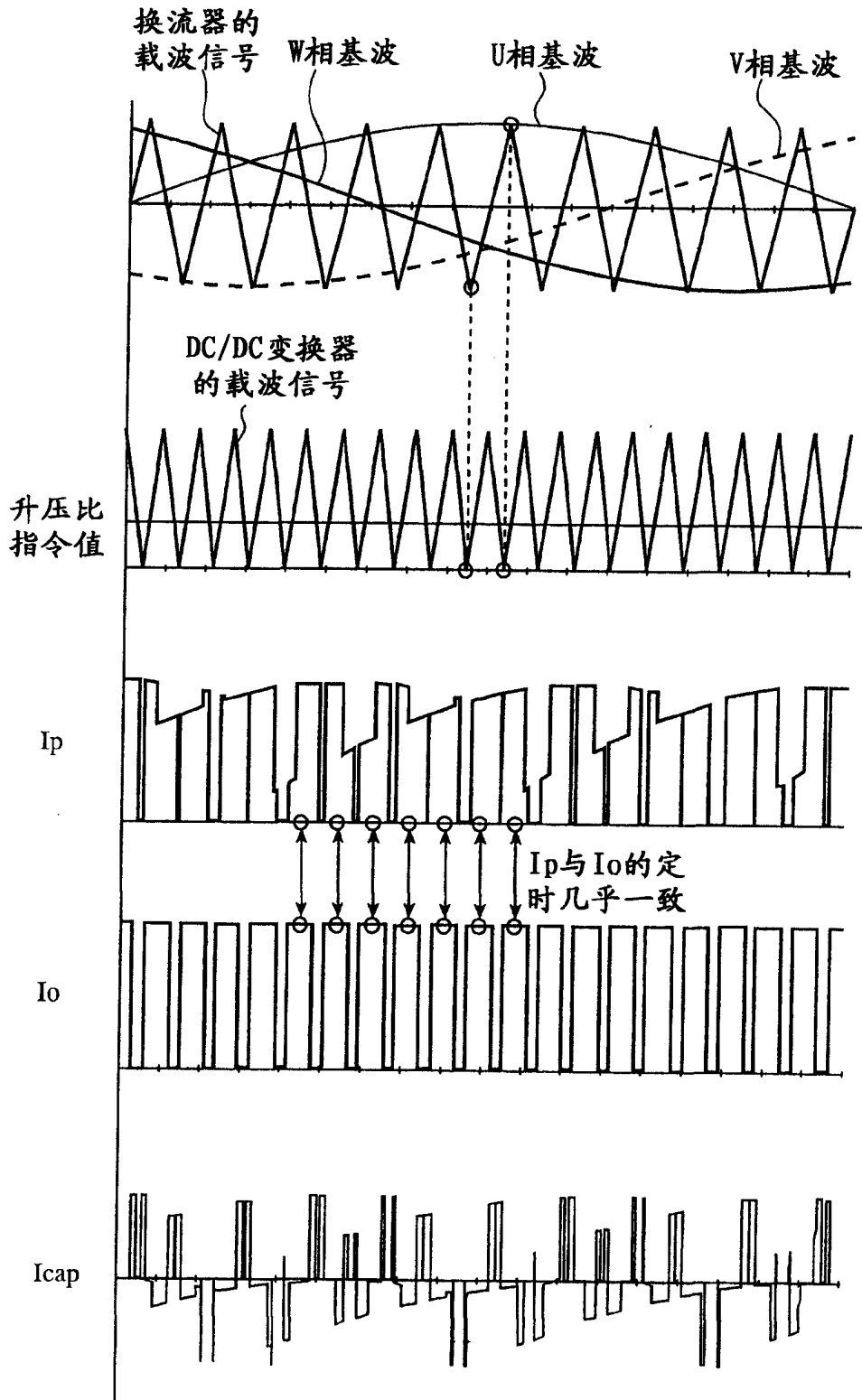


图7

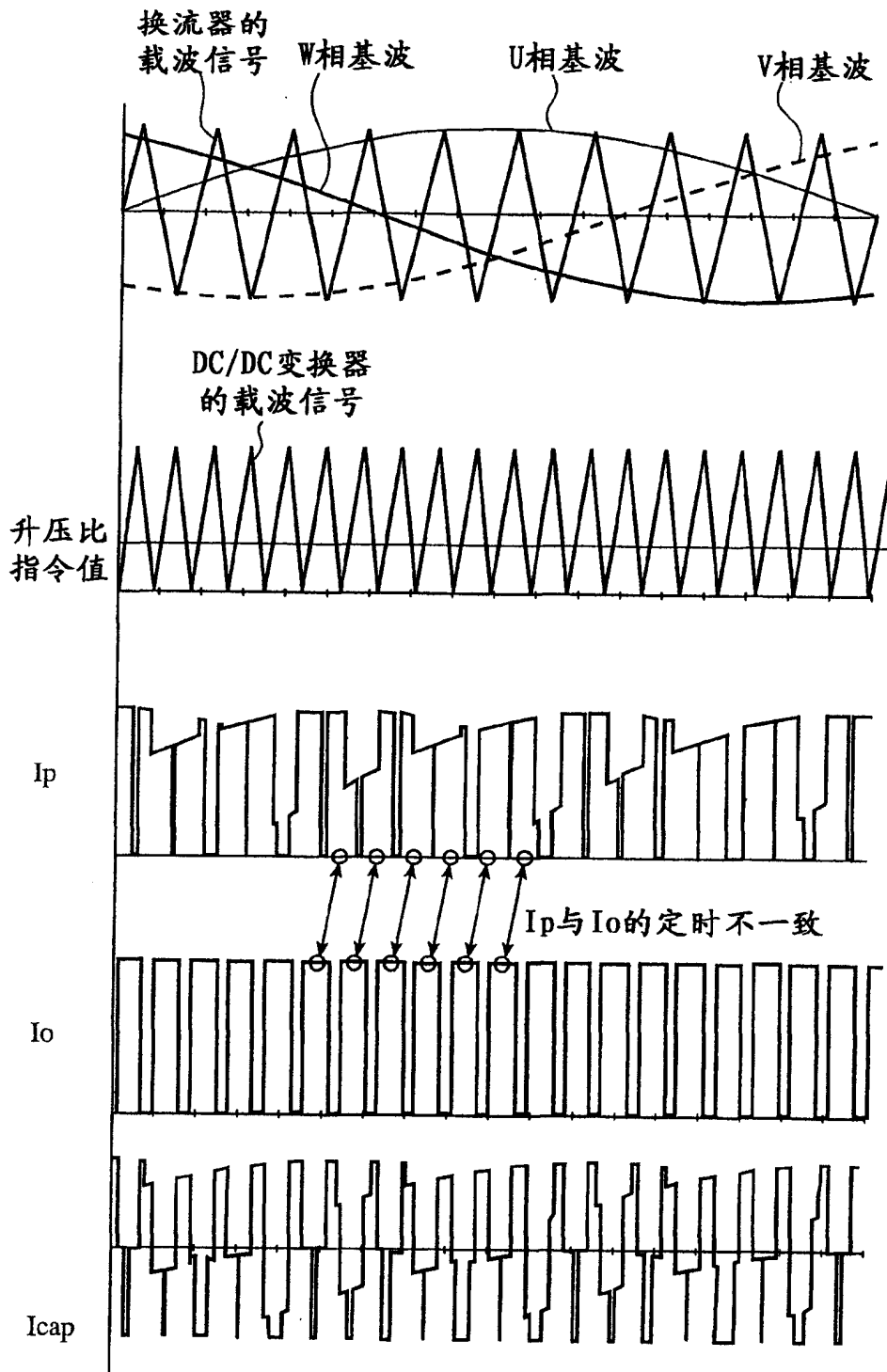


图8

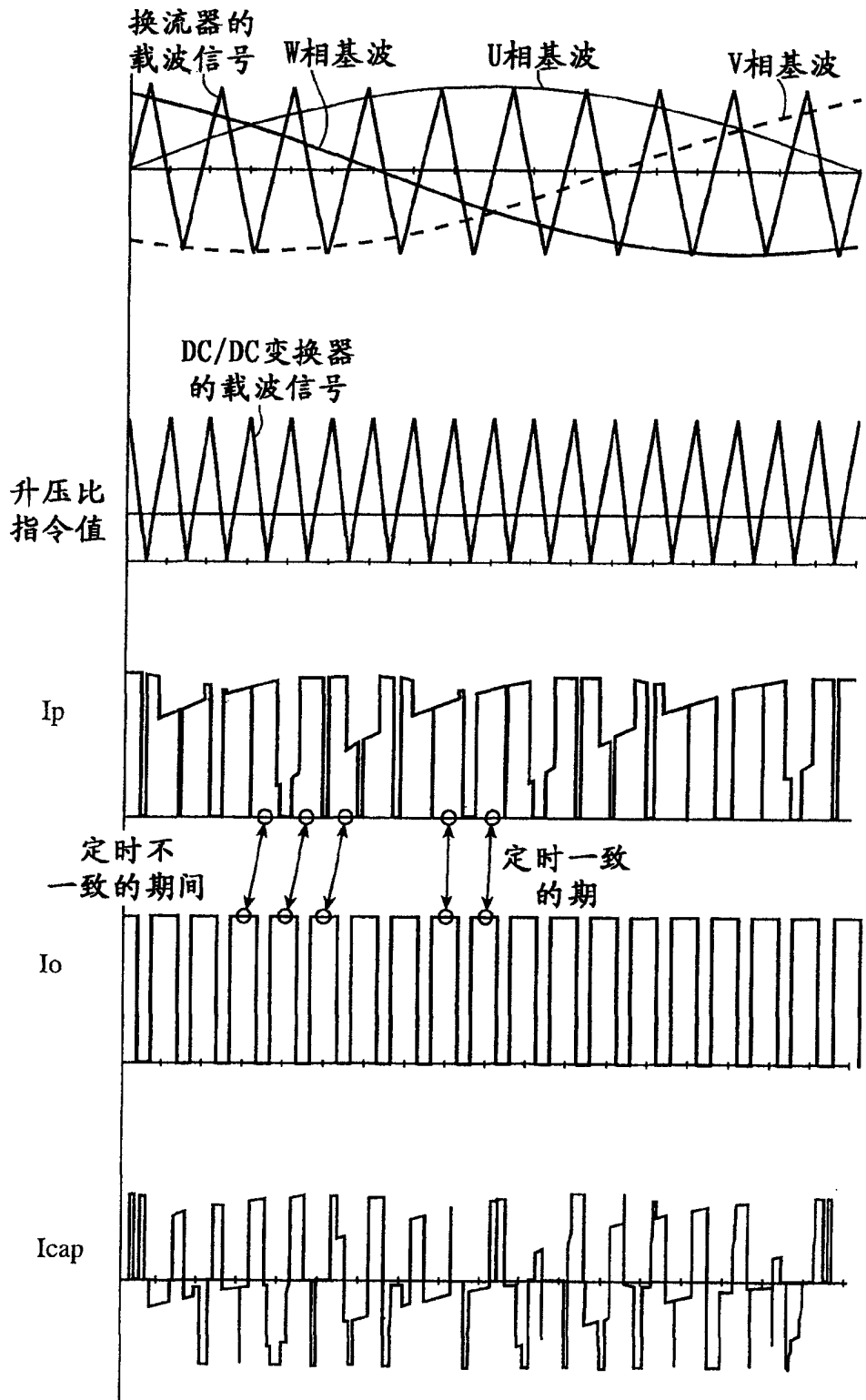


图9

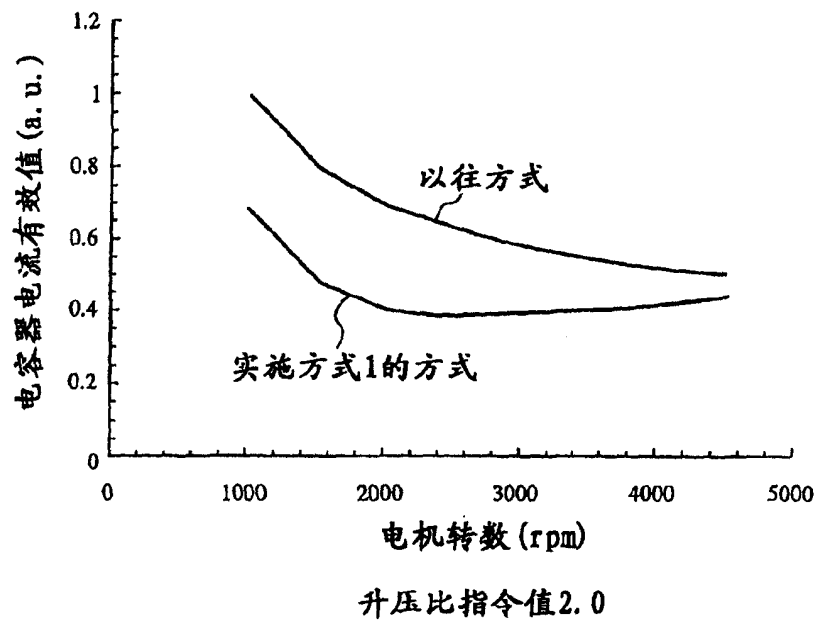


图10

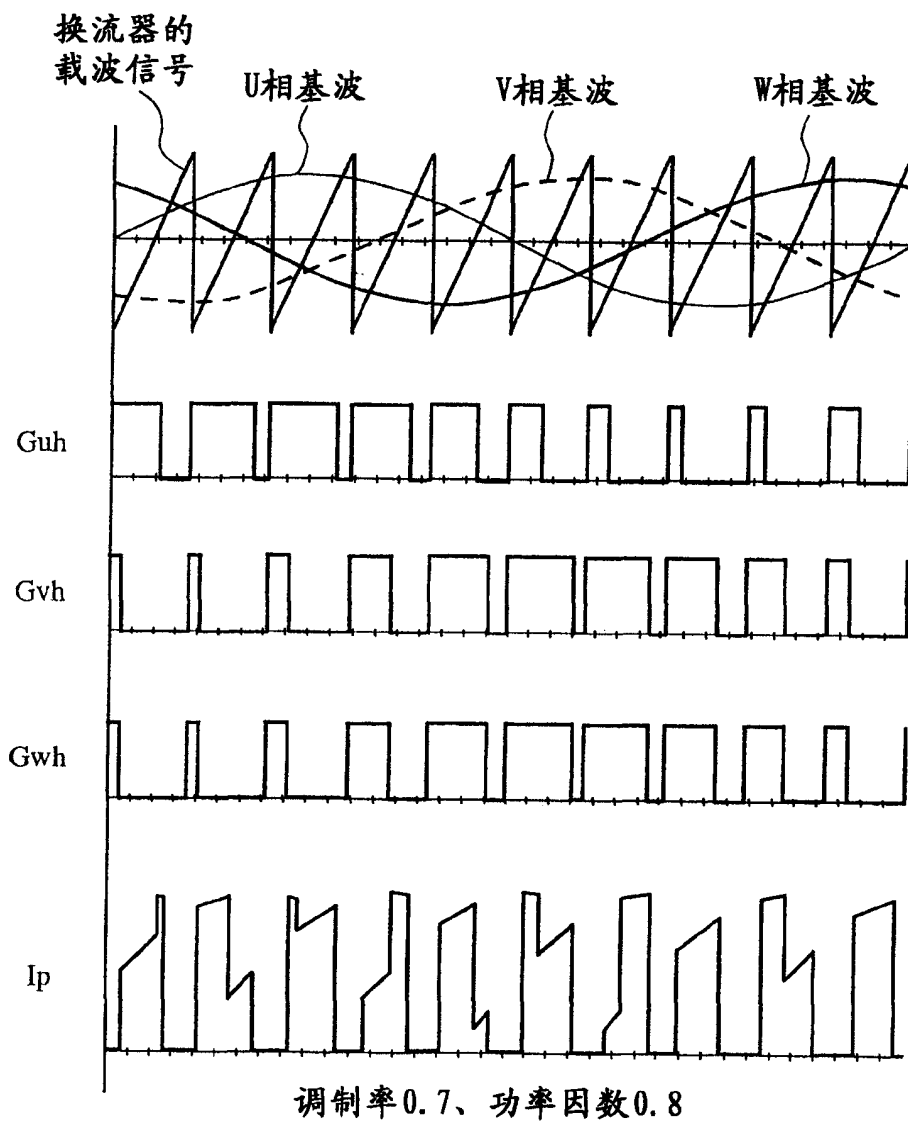


图 11

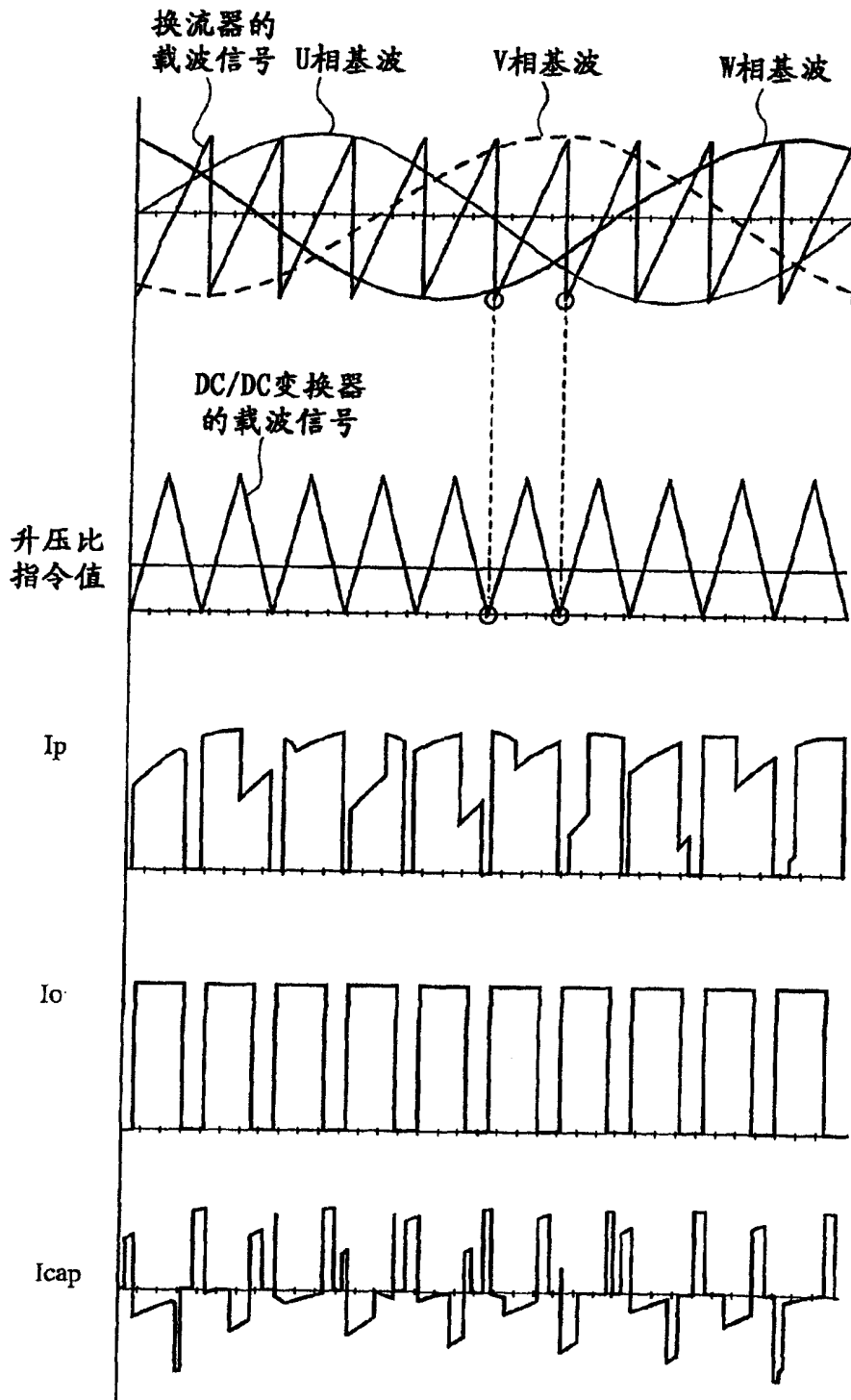


图12

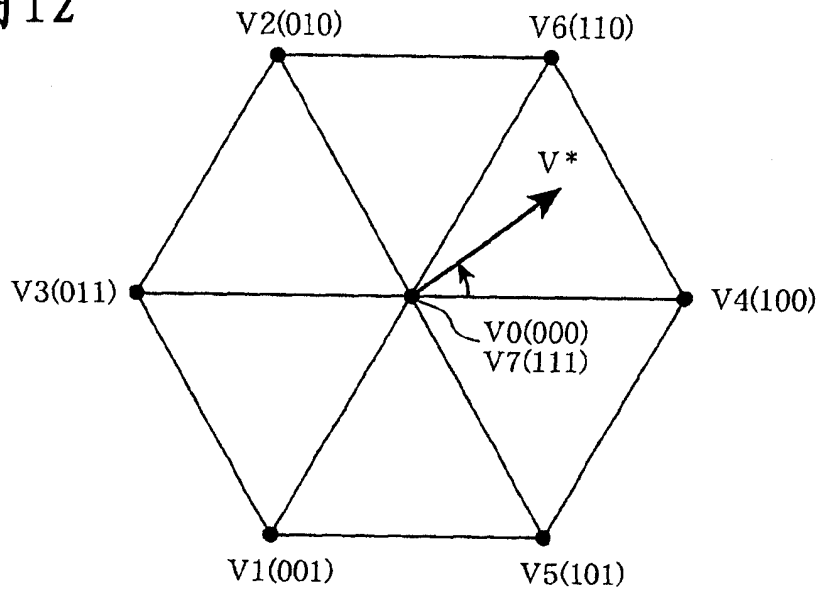


图13

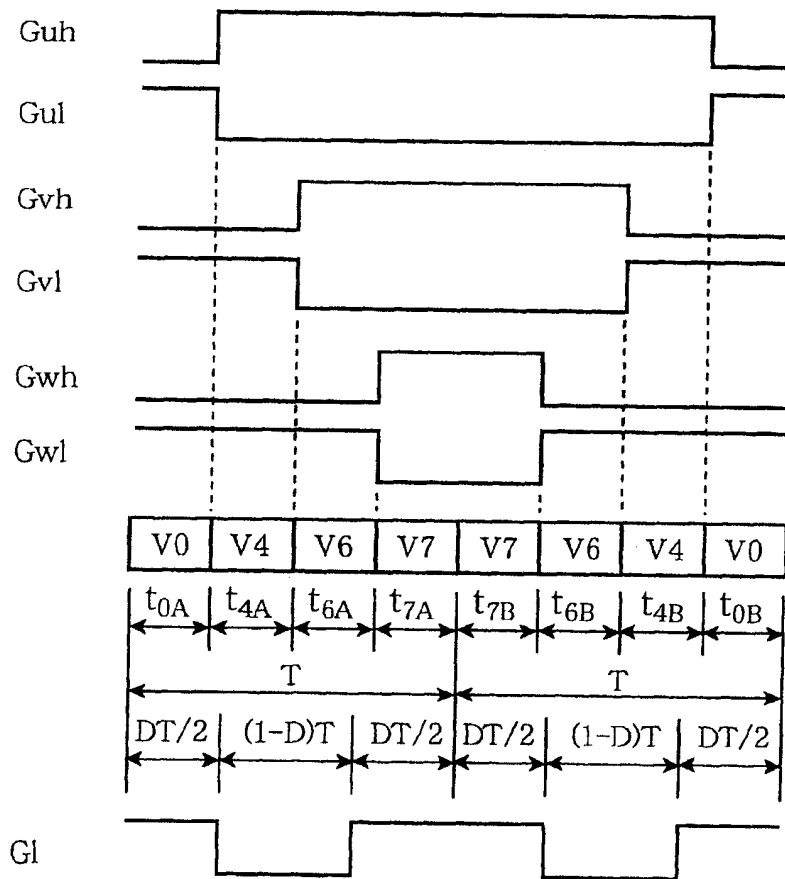


图14

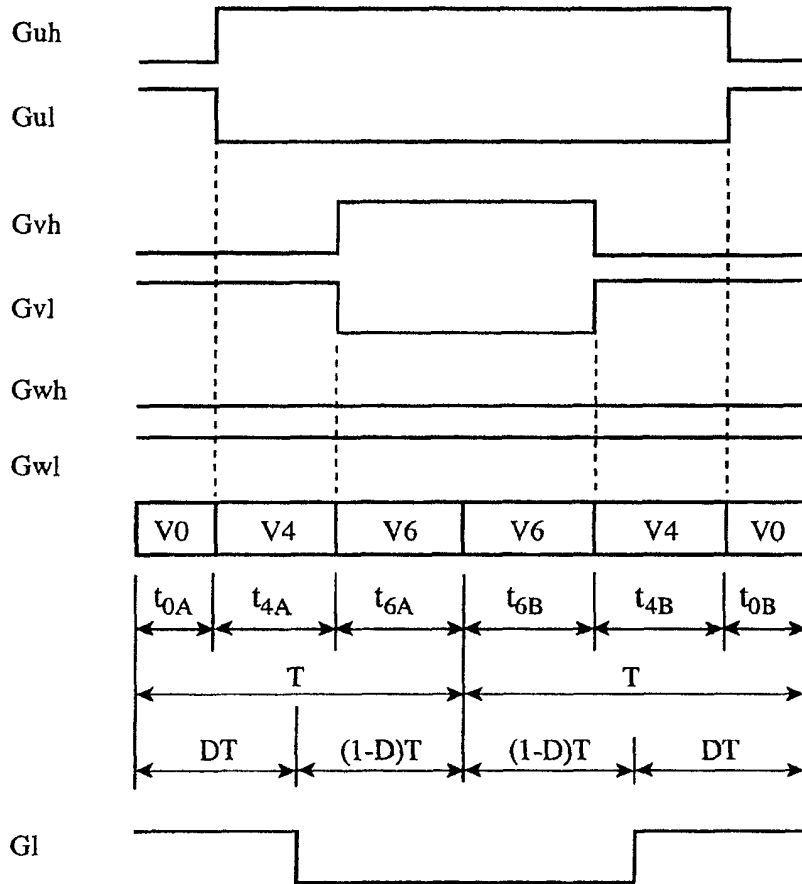


图15

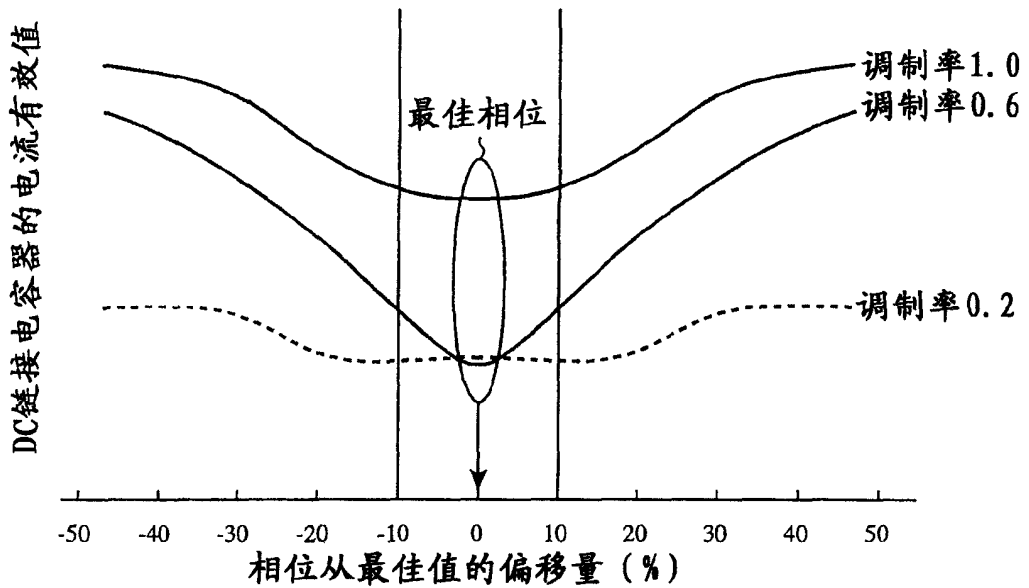


图16

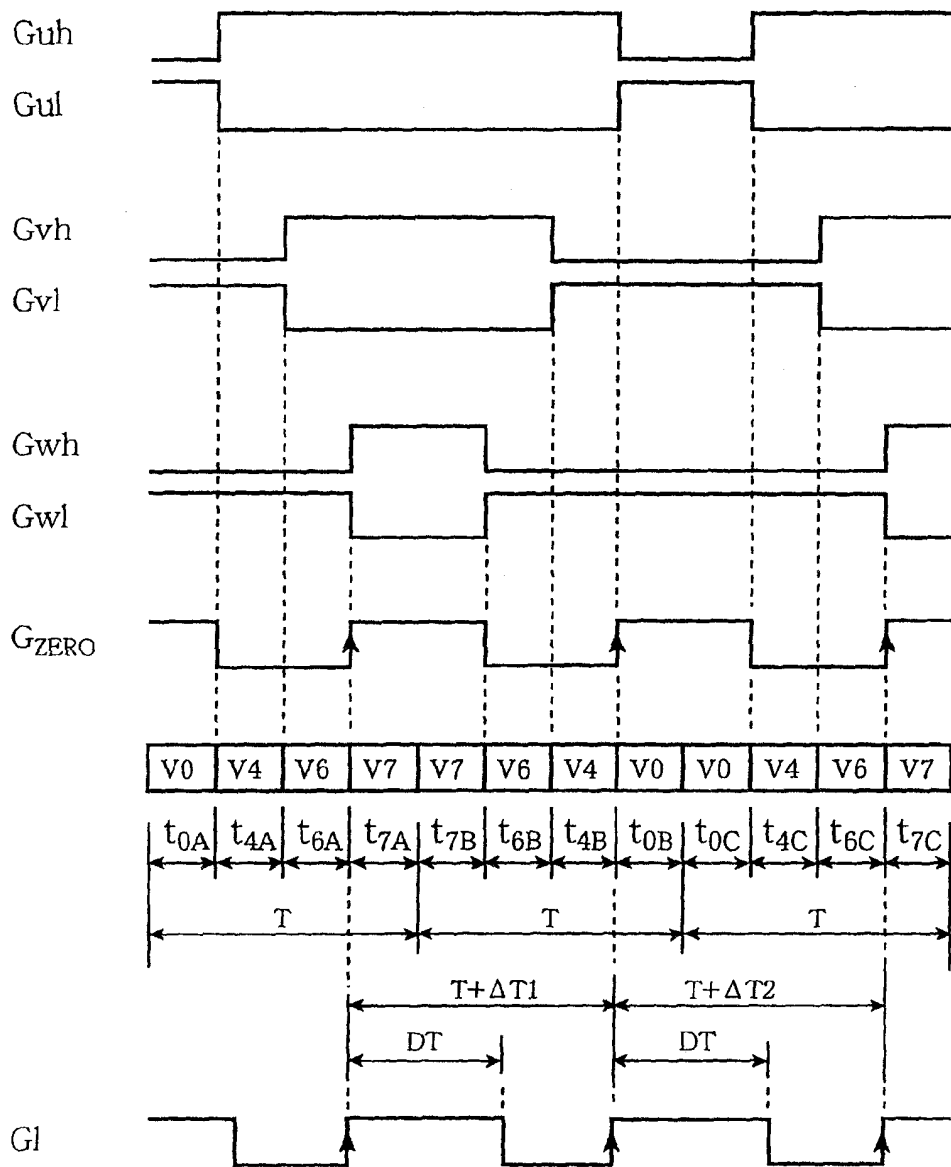
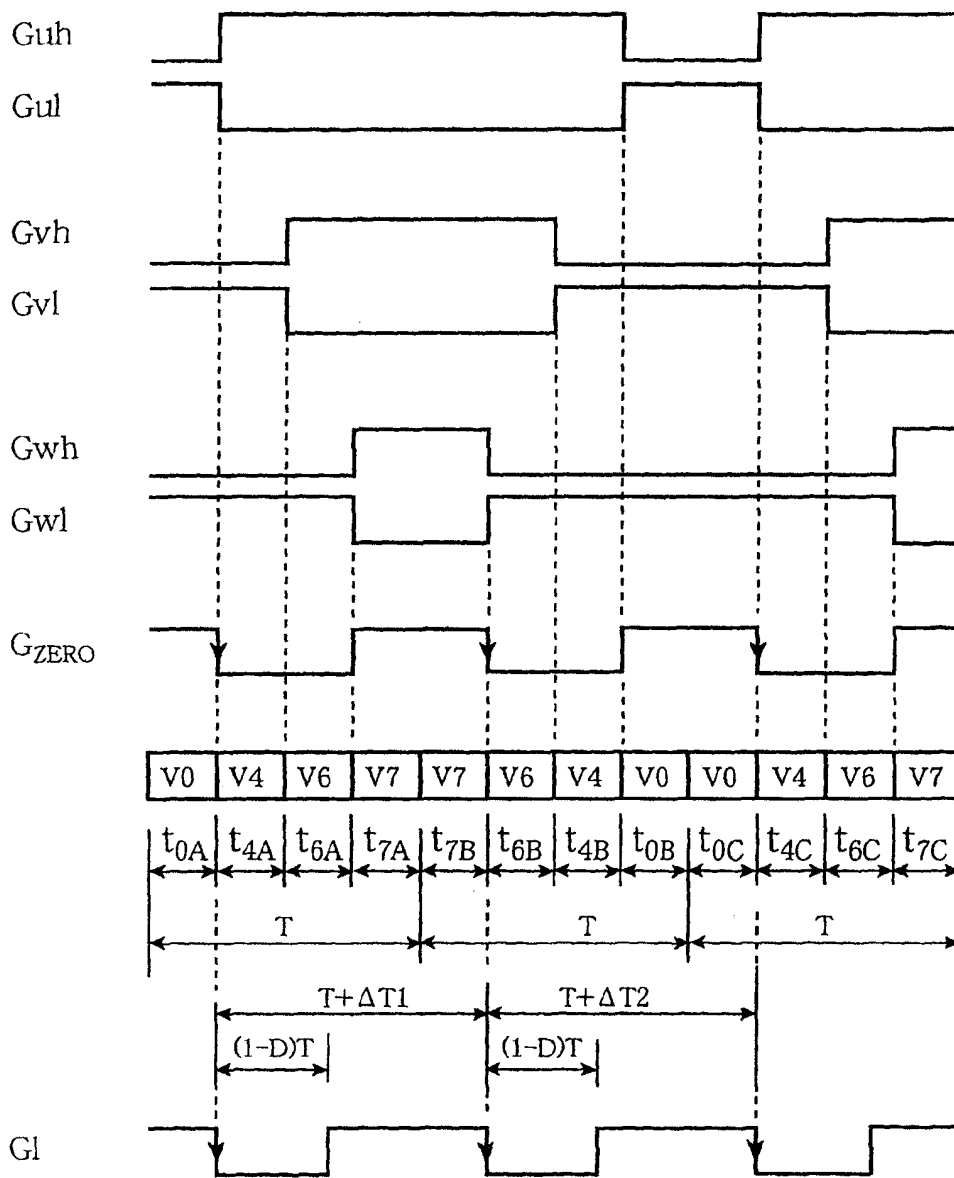


图17



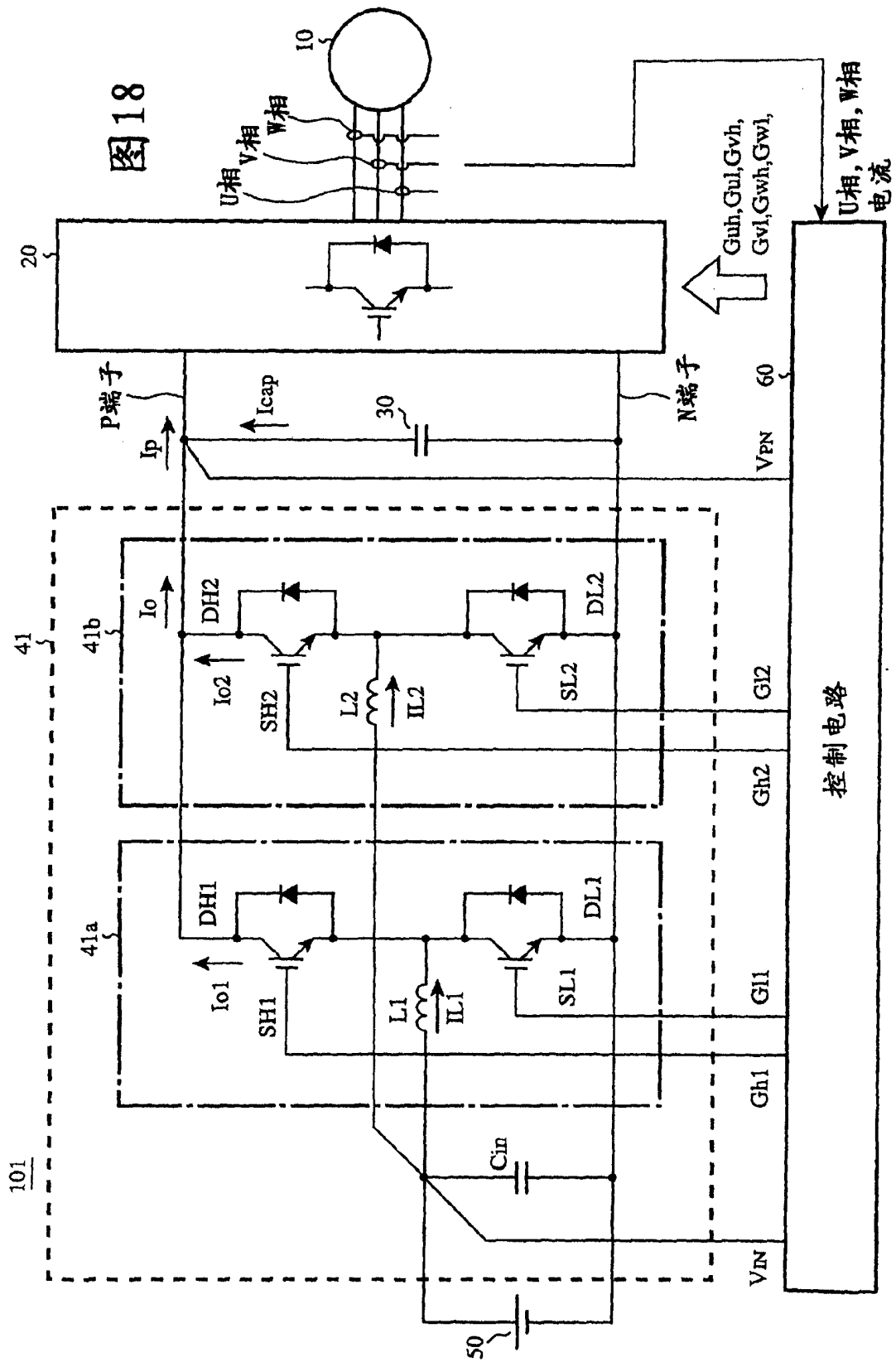


图19

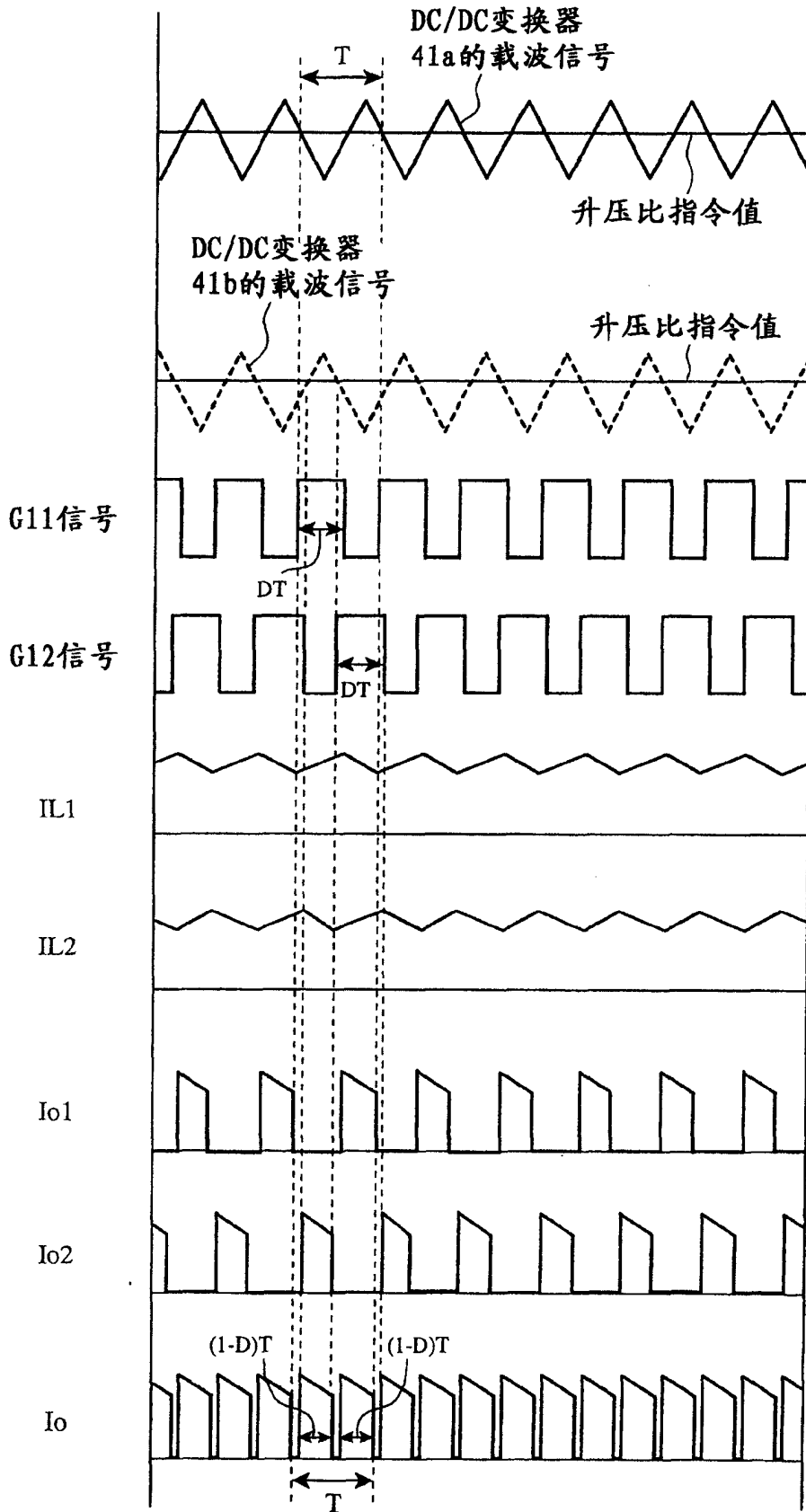


图20

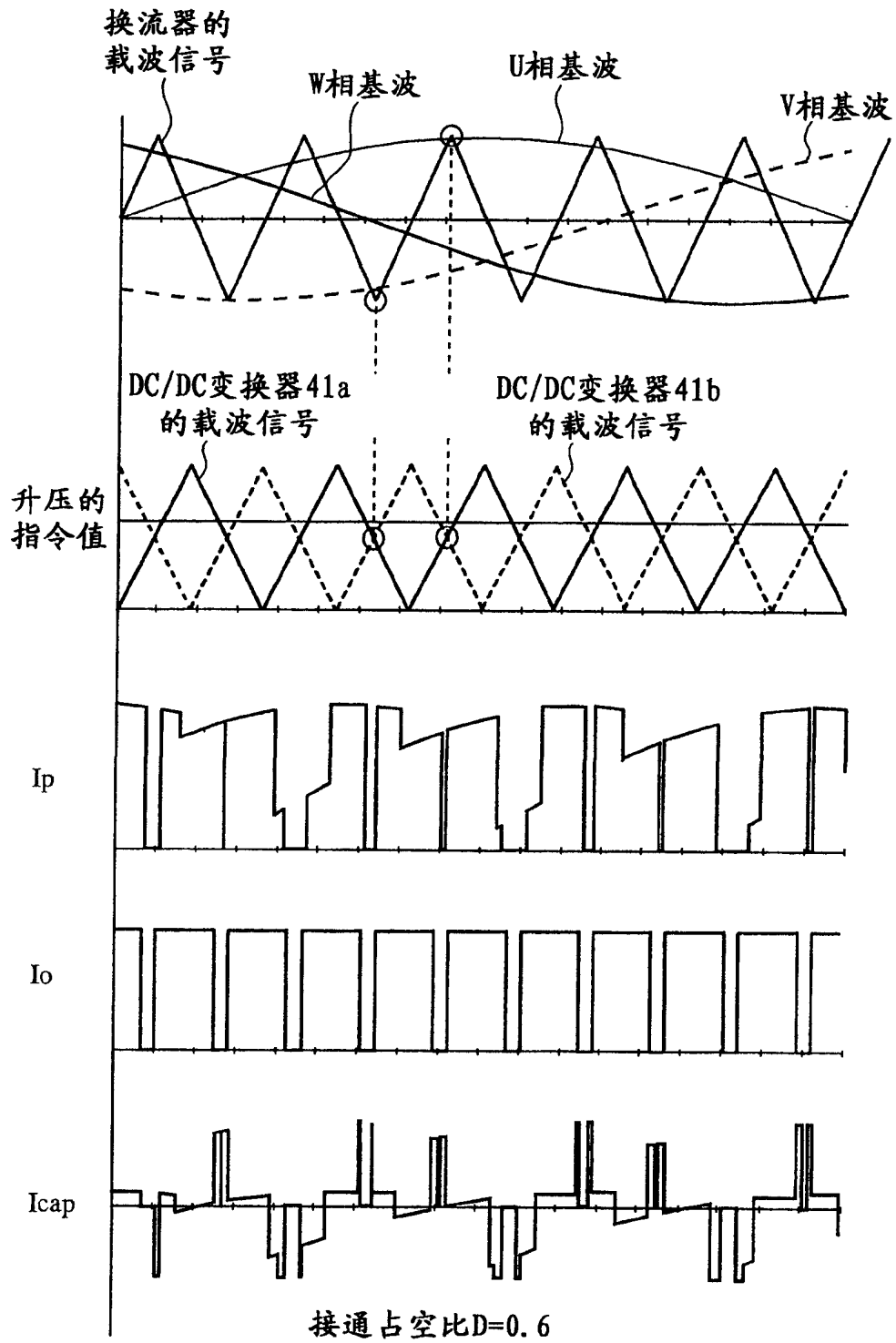


图21

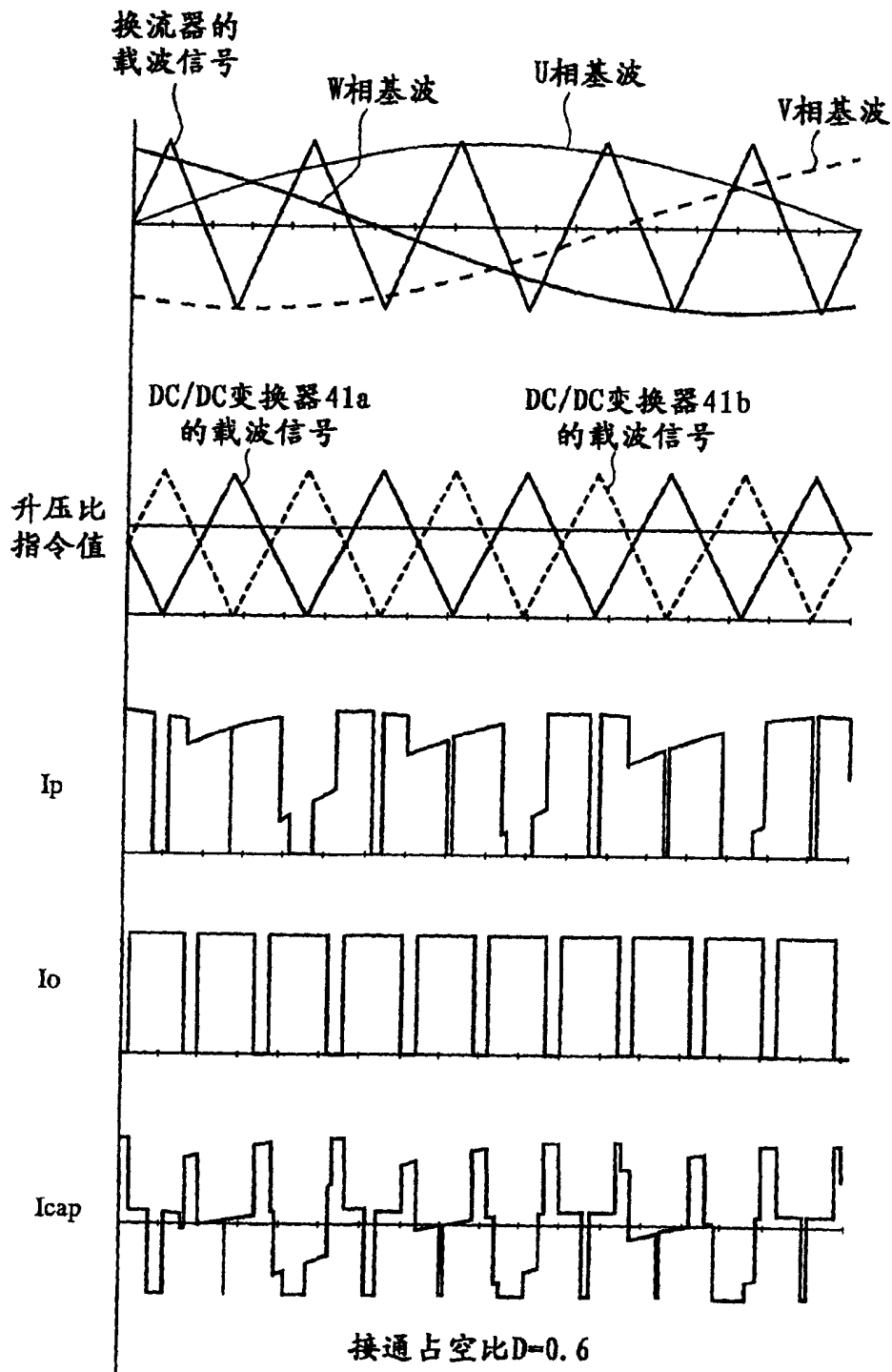


图22

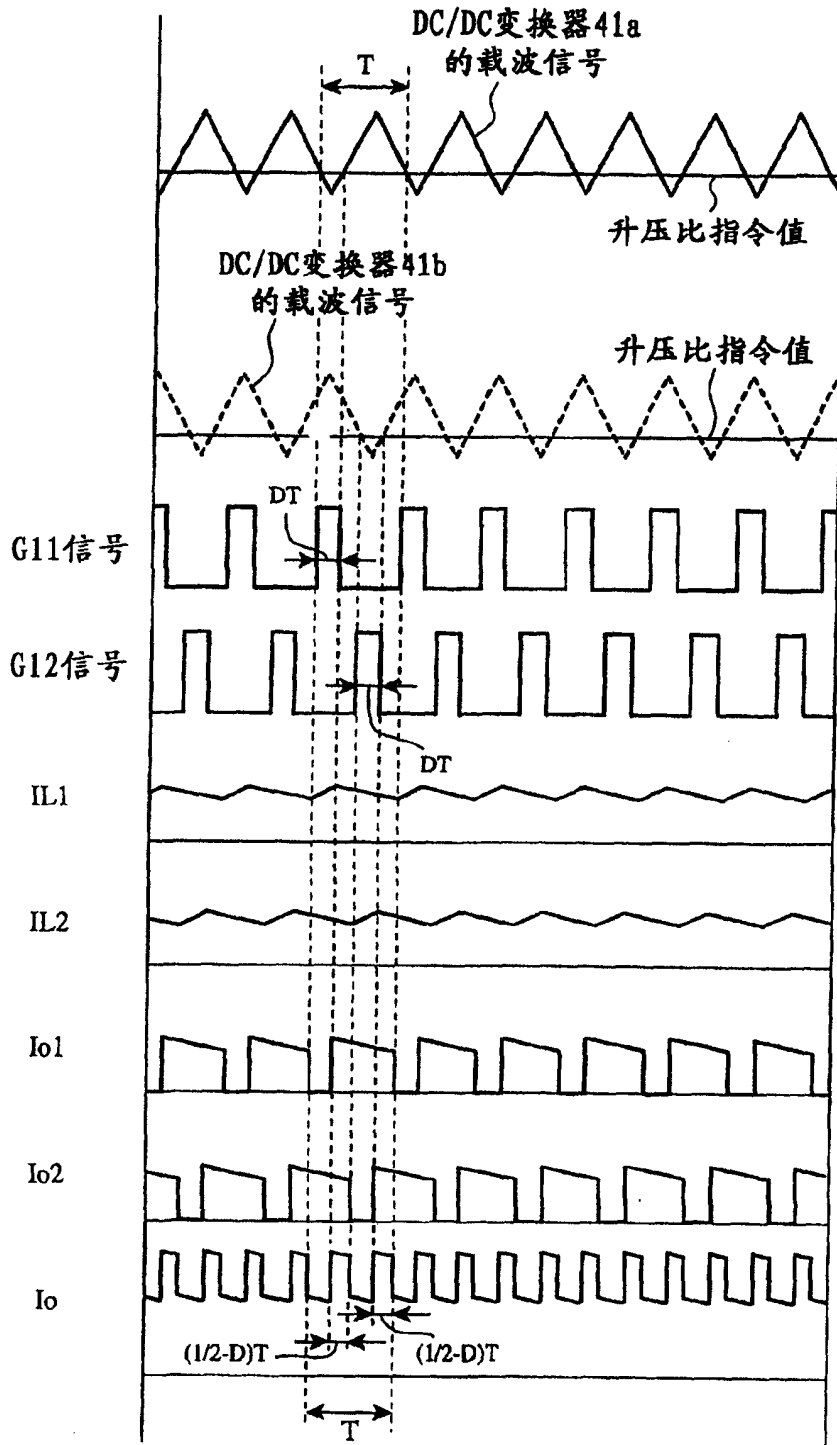


图 23

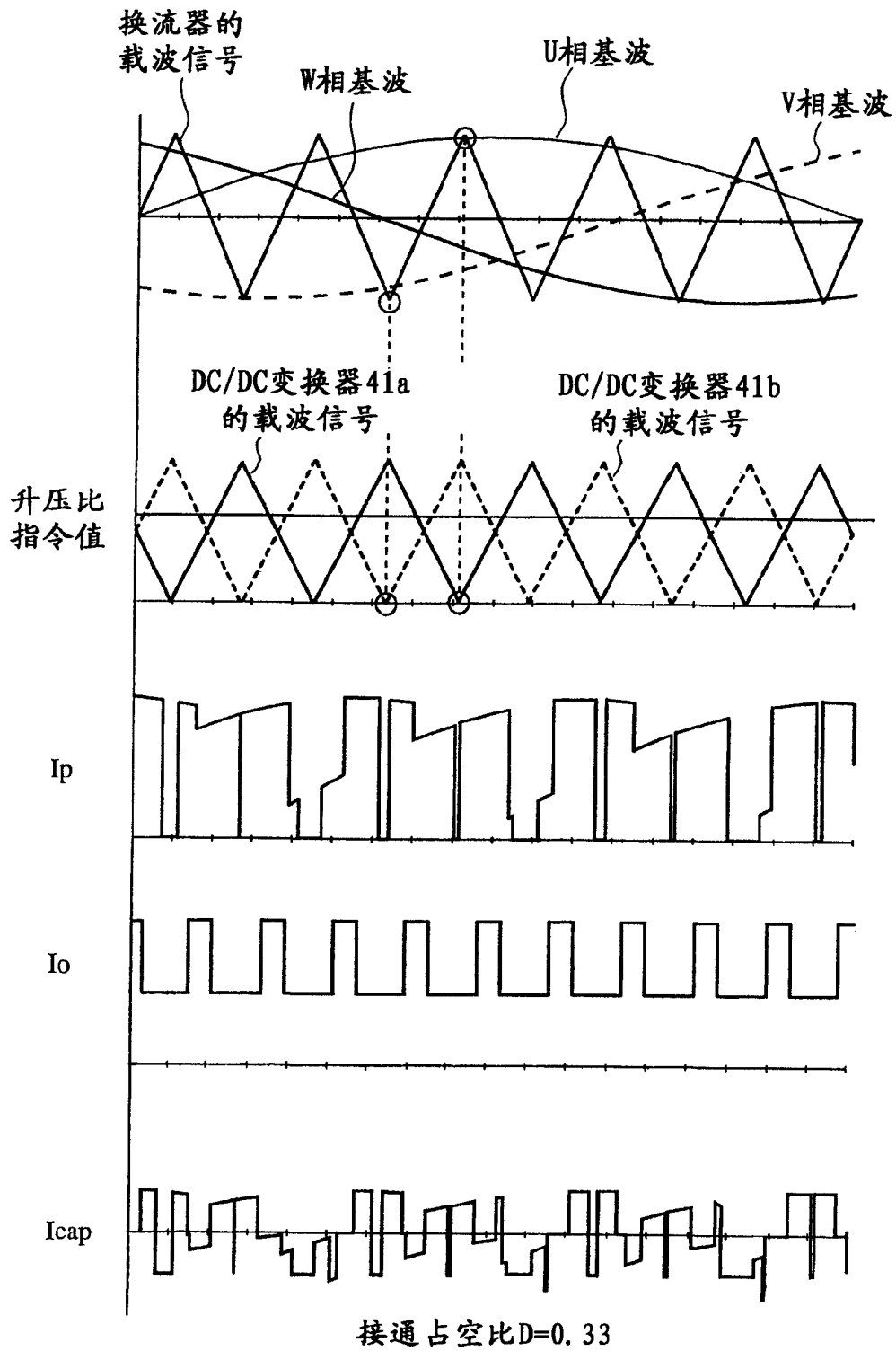


图 24

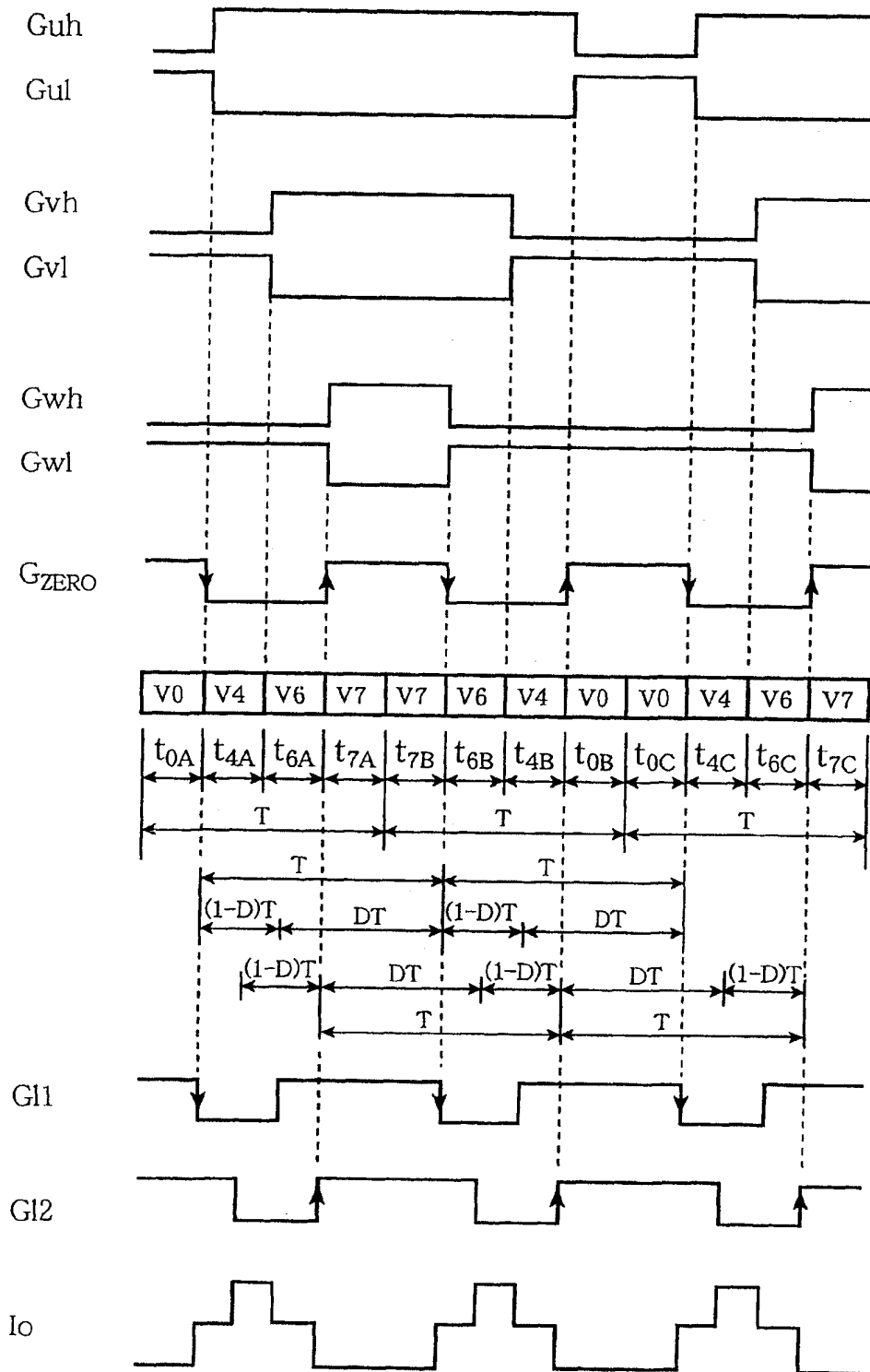


图25

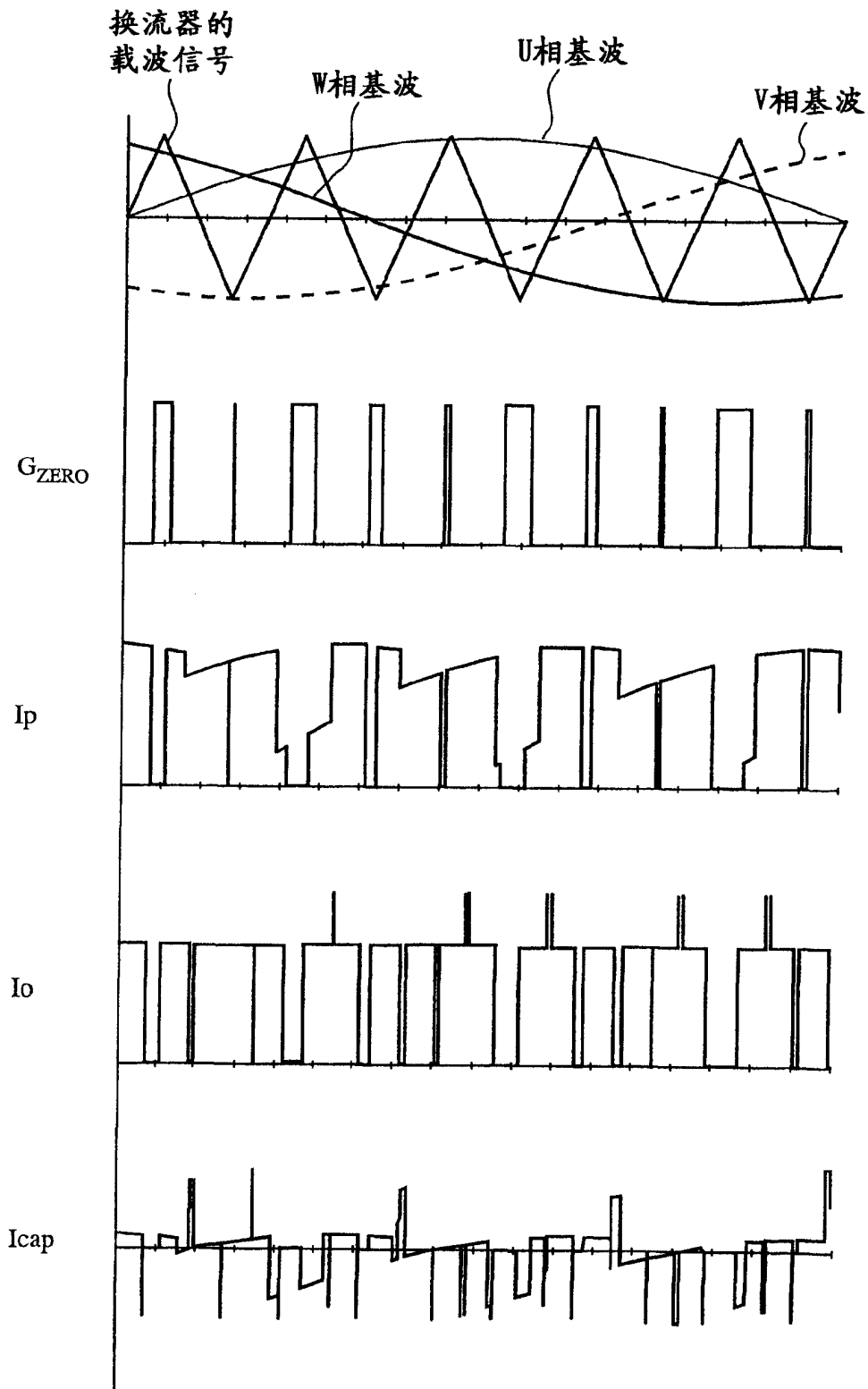


图 26

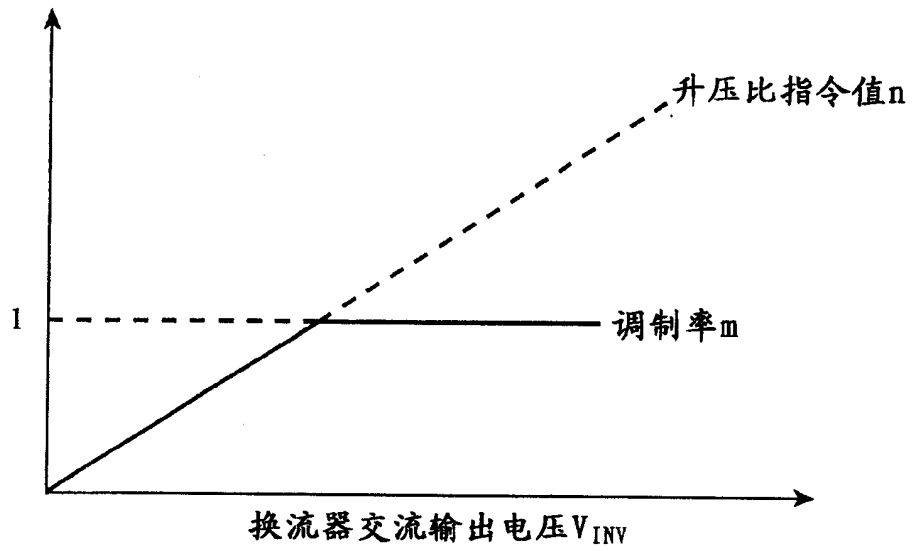


图 27

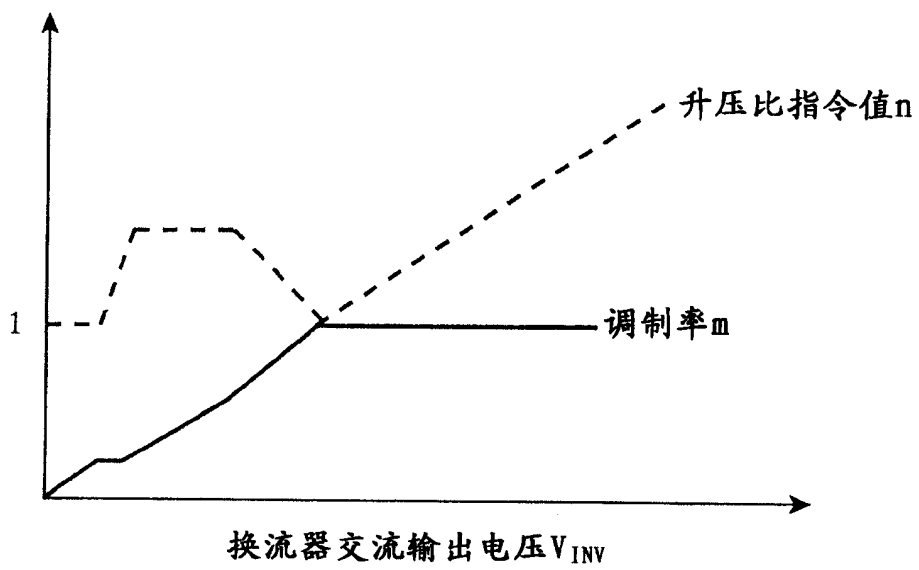
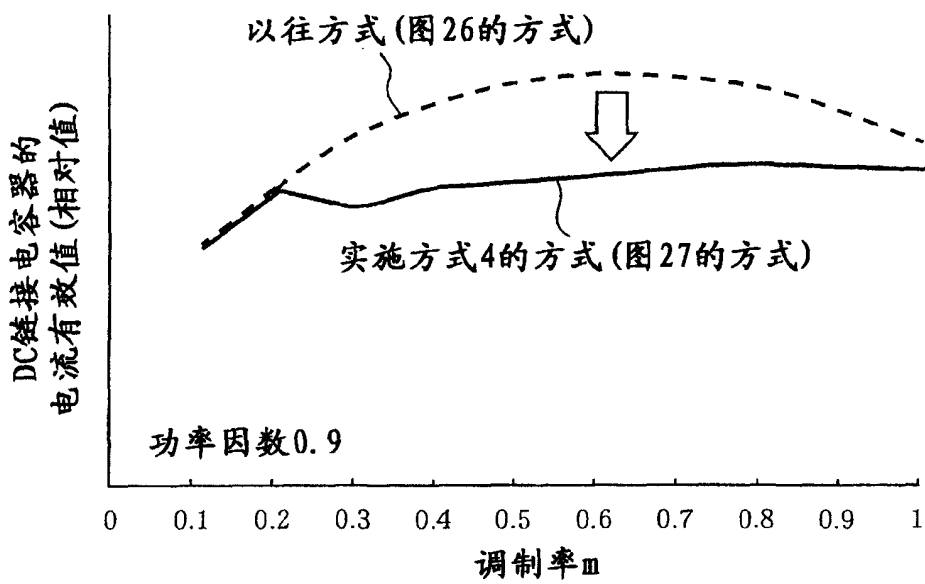


图28



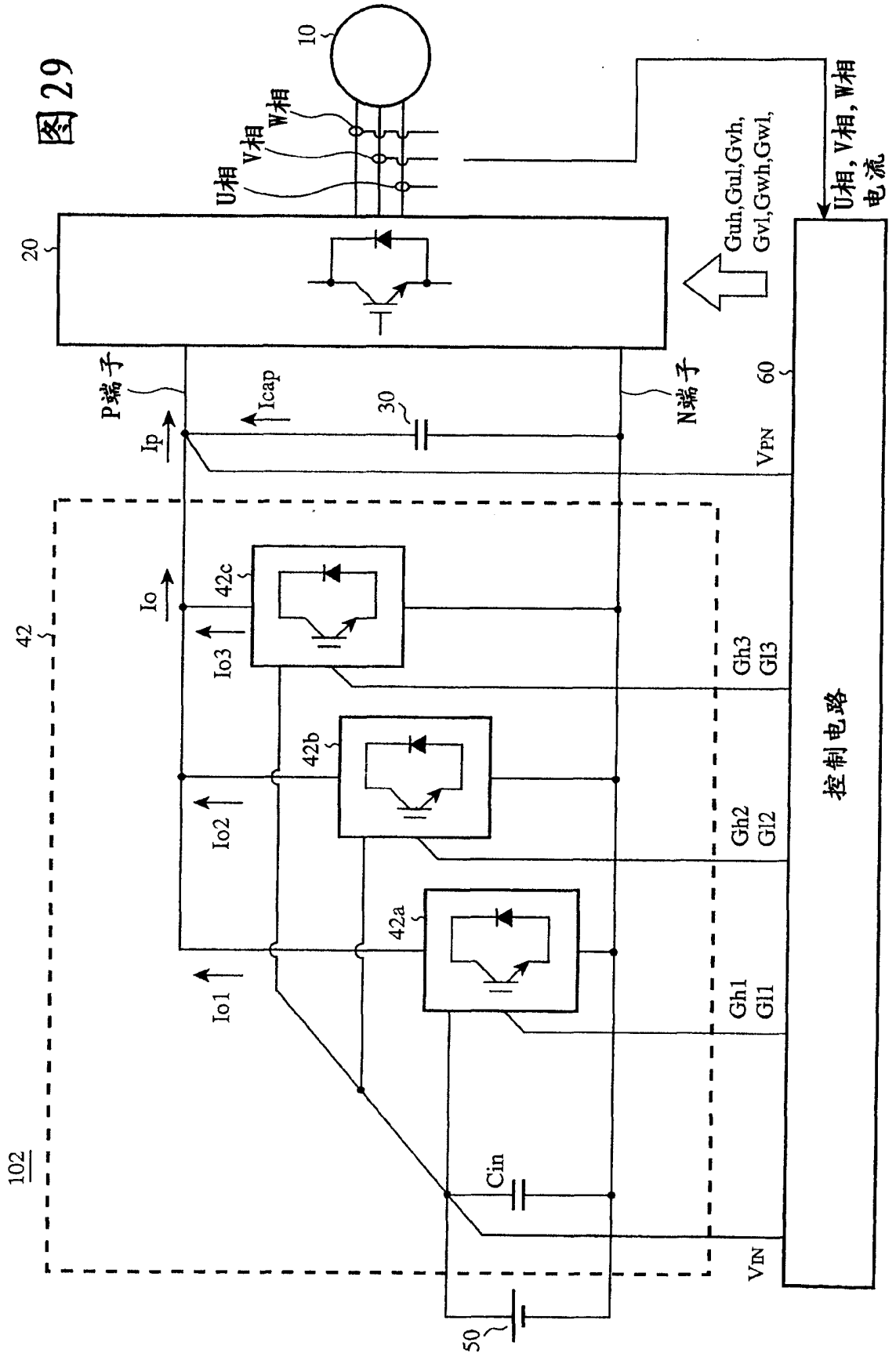


图 30

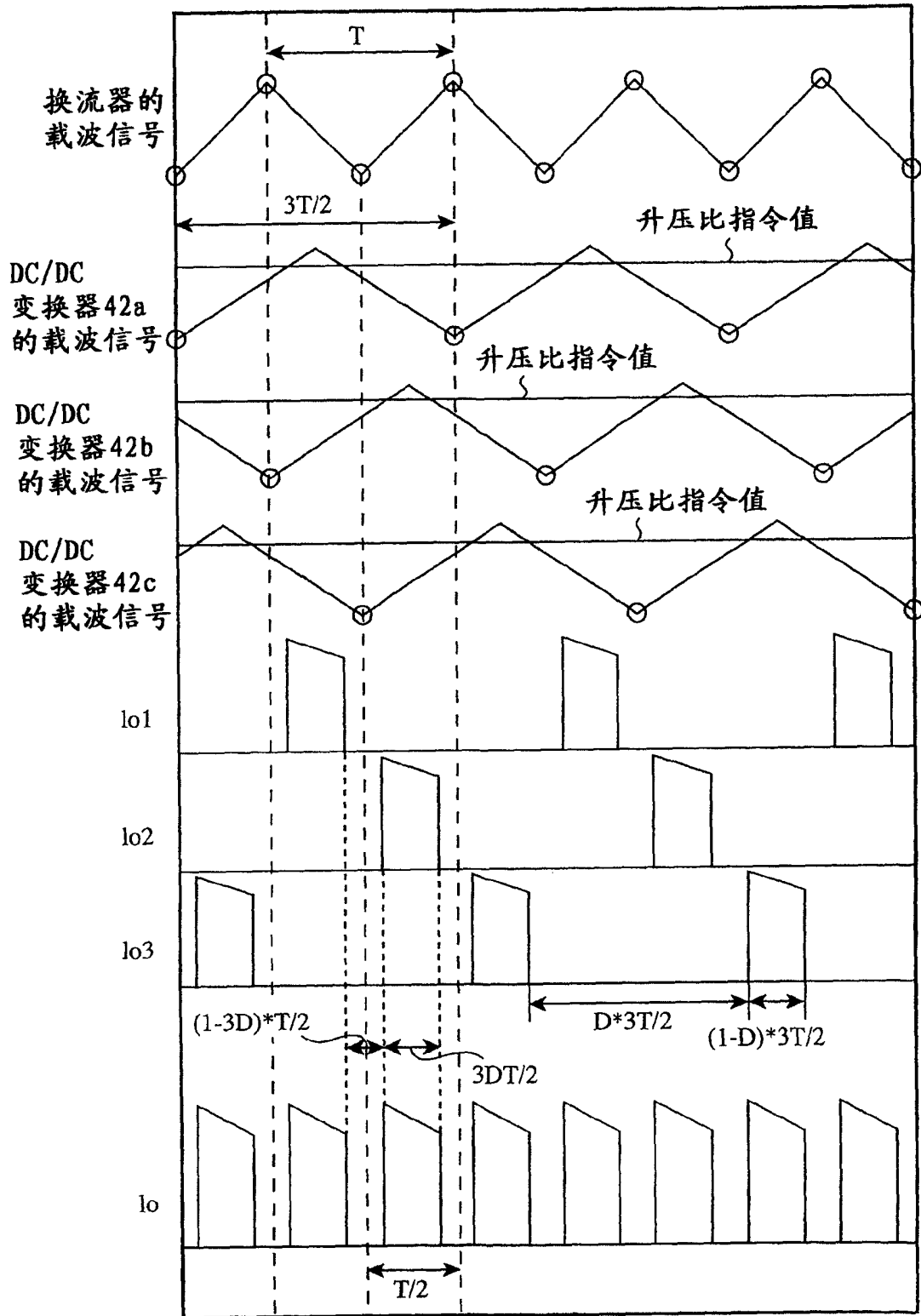


图 31

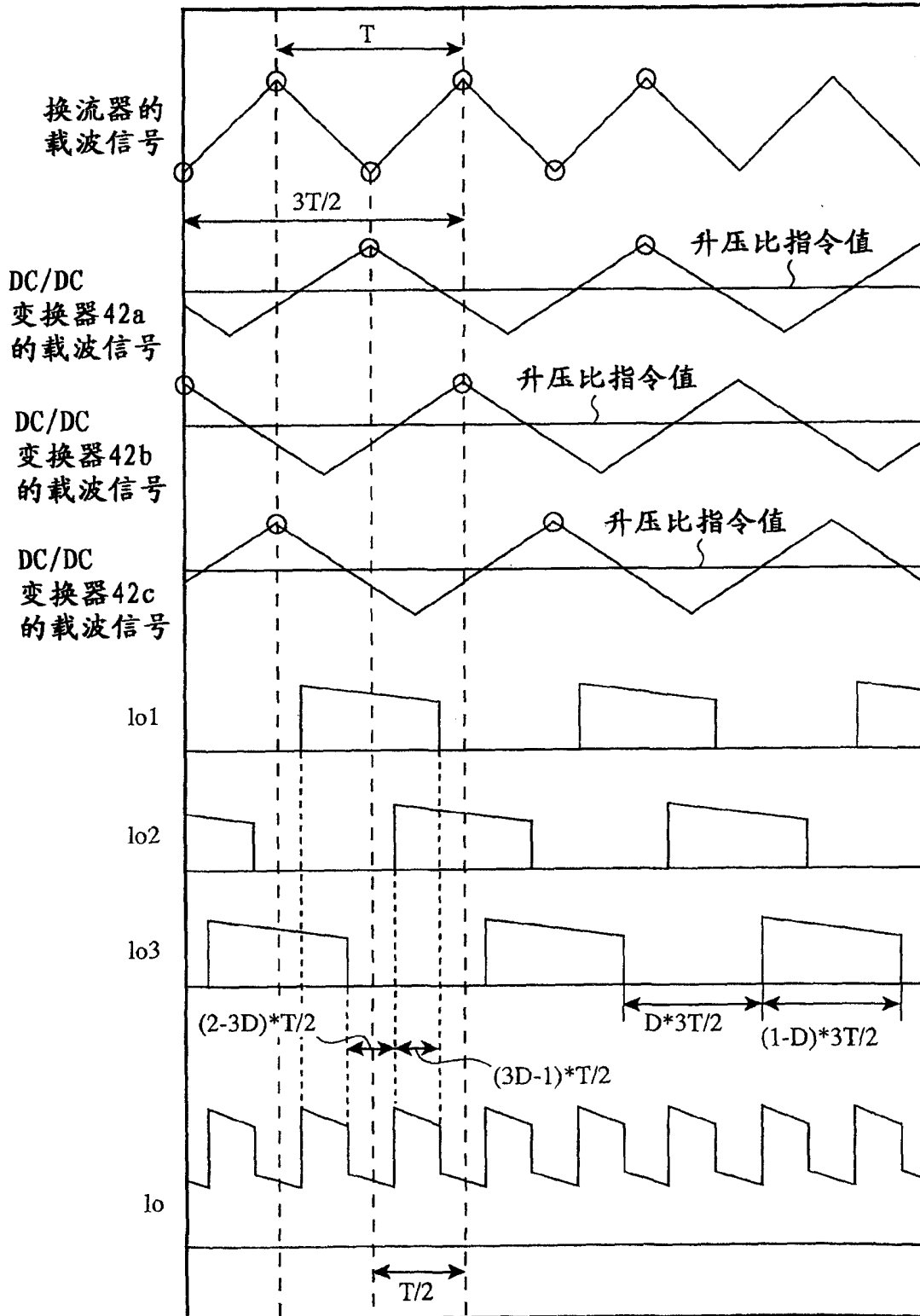


图 32

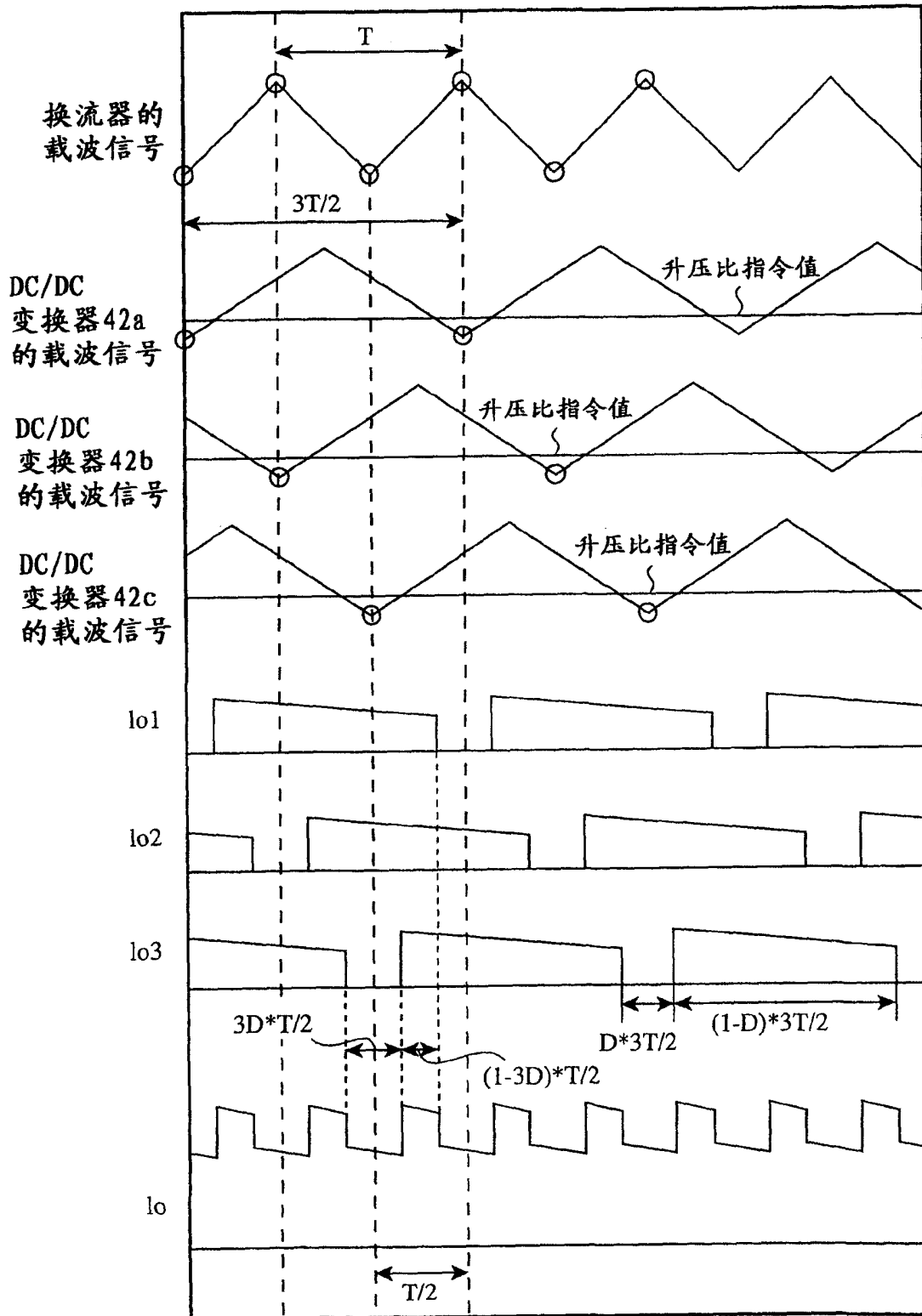


图 33

103

