

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H02P 7/63

H02P 7/622

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 97120693.7

[45] 授权公告日 2001 年 7 月 18 日

[11] 授权公告号 CN 1068737C

[22] 申请日 1997.10.2 [24] 颁证日 2001.4.12

[21] 申请号 97120693.7

[30] 优先权

[32] 1996.10.2 [33] KR [31] 43662/1996

[73] 专利权人 LG 产电株式会社

地址 韩国汉城市

[72] 发明人 李根浩

[56] 参考文献

US 5182463 1993. 6. 26 H02J3/32

审查员 陈钰生

[74] 专利代理机构 柳沈知识产权律师事务所

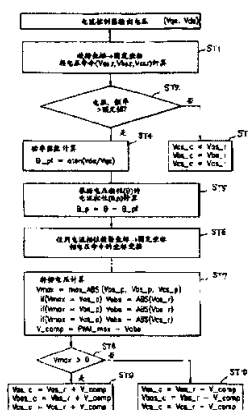
代理人 黄 敏

权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图页数 7 页

[54] 发明名称 用于电力变换设备的脉宽调制方法

[57] 摘要

一种用于电力变换设备的脉宽调制方法,通过使具有相电流最大值的相位不开关而减小开关效率的损耗。该方法包括:根据负载电路的电压相位计算相电压命令的第一步;当提供给负载电路的电压和频率低于预定值时相对于相电压命令执行三相脉宽调制的第二步;当提供给负载电路的电压和频率高于预定值时计算具有与电流相位相同相位的新相电压命令的第三步;和执行脉宽调制使得具有在第三步中所获得的新相电压命令中电流最大绝对值的开关操作处于闲置的第四步。



权 利 要 求 书

1. 一种用于电力变换设备的脉宽调制方法, 该电力变换设备能将交流电压、电流和频率提供给负载电路, 检测提供给负载电路的电压和频率, 并对其进行脉宽调制, 该脉宽调制方法包括下列步骤:

第一步, 根据提供给负载电路的电压相位计算相电压命令;

第二步, 当提供给负载电路的电压和频率低于预定值时, 相对于相电压命令执行三相脉宽调制;

第三步, 当提供给负载电路的电压和频率等于预定值时, 计算具有与电流相位相同相位的新相电压命令; 和

第四步, 执行脉宽调制使得具有在第三步中所获得的新相电压命令中电流最大绝对值的开关操作处于闲置。

2. 根据权利要求 1 的方法, 其中所述第三步包括下列分步骤:

第一分步, 当提供给负载电路的电压和频率高于预定值时, 根据电压的相位计算功率因数;

第二分步, 根据电压的相位和功率因数计算电流的相位; 和

第三分步, 计算具有与电流相位相同相位的新相电压命令。

3. 根据权利要求 1 的方法, 其中所述第三步骤包括下列分步骤:

第一分步, 当提供给负载电路的电压和频率为预定水平时, 根据先前设置的功率因数和电压相位计算电流相位; 和

计算具有与电流相位相同的相位的新相电压命令的第二分步。

4. 根据权利要求 1 的方法, 其中所述第四步骤包括下列分步骤:

比较新相电压命令绝对值大小的第一分步;

从三角形波最大值中减去具有最大绝对值相位的相电压命令并计算补偿电压的第二分步; 和

在第二分步中具有最大绝对值的相电压命令处于正值时, 加入补偿电压以及在其为负值时减去补偿电压的第三分步。

5. 一种用于电力变换设备的脉宽调制方法, 在该电力变换调设备中能将交流电压、电流和频率提供给负载电路, 检测提供给负载电路的电压和频率, 并对其进行脉宽调制, 该方法包括下列步骤:

根据提供给负载电路的电压相位计算相电压命令的第一步;
计算具有与电流相位相同相位的新相电压命令的第二步; 和
执行脉宽调制使得在第二步中所获得的新相电压命令中具有电流最大
绝对值的相位开关操作处于闲置。

- 5 6. 根据权利要求5的方法, 其中所述第二步包括下列分步:
 根据电压的相位计算功率因数的第一分步;
 根据功率因数和电压的相位计算电流相位的第二分步; 和
 计算具有与电流相位相同相位的新相电压命令的第三分步.
- 10 7. 根据权利要求5的方法, 其中所述第二步包括下列分步:
 根据先前设置的功率因数和电压的相位计算电流相位的第一分步; 和
 计算具有与电流相位相同相位的新相电压命令的第二分步.
8. 根据权利要求5的方法, 其中所述第三步包括下列分步:
 比较新相电压命令绝对值大小的第一分步;
 从三角形波最大值中减去具有最大绝对值相位的相电压命令并计算补
15 偿电压的第二分步; 和
 在第二分步中具有最大绝对值的相电压命令码处于正值时, 加入补偿电
 压以及在其码为负值时, 减去补偿电压的第三分步.

说明书

用于电力变换设备的脉宽调制方法

5 本发明涉及一种用于电力变换设备的脉宽调制方法，特别是涉及一种用于电力变换设备的改进的脉宽调制方法，其能够通过使在三相中具有最大电流相的开关操作(Switching operation)变为闲置而减小开关效率的损耗。

近来，电力变换技术随着功率半导体器件的发展而有所发展，其中功率半导体器件能够进行高速开关操作。上述半导体器件有助于大大降低在变流器
10 或逆变器中所产生的噪声，使得它能够具有正弦波的电流应用于负载电路。

在功率半导体器件的开关操作过程中，会产生热和噪声，并且在低速开关操作过程中，还会产生高电平噪声，使得因不可能获得正弦波电压和电流，而要进行高速开关操作。当提高开关频率用以进行高速开关操作时，会出现开关效率的损耗，并且设置在电路中的散热板的温度会上升，由于温度
15 的上升，会损坏器件。为了克服上述问题，进行了大量的研究。例如，美国专利 US 5,182,463 就公开了一种 3 相变换器设备，其中 3 相 AC 电源和 3 相转换器与共同负载并行操作，以共享负载功率，该变换器输出电压相位相对于 AC 电源的控制能从任意时刻开始。

图 1 表示常用电力变换设备的结构，其包括变流器 1，它具有六个开关
20 器件 QC1 - QC6，用以根据第一驱动信号 dc1 - dc6 将交流 AC 变换为直流；滤波电容器 C，用以将由此变换的直流电压进行滤波；逆变器 2，其带有六个开关器件 QI1 - QI6，用以将由此滤波的直流电压变换为交流电压；电机 M，其可根据所输入的变换交流电压进行操作；电流控制器 3，用以检测由电机 M 的先前电路提供给电机 M 的电流，并且将由此检测的电压变换为具
25 有固定坐标的电压 V_{qe} , V_{de} ；控制器 4，用以接收输出电压 V_{qe} , V_{de} ，控制接收的输出电压并输出第一和第二开关信号 cc1 - cc3 和 ci1 - ci3；第一驱动单元 5，用以变换第一开关信号 cc1 - cc3 的电平，并且将第一驱动信号 dc1 - dc6 提供给交流器 1 的六个开关器件 QC1 - QC6 的控制极；和第二驱动单元 6，用以变换第二开关信号 ci1 - ci3 的电平，并且将第二驱动信号 di1 - di6
30 提供给变流器 2 的六个开关器件 QI1 - QI6 的栅极。

现将对常用功率变换设备的操作进行说明。

当根据电机M的特性通过使用变流器1和逆变器2的预定电压和频率驱动电机M时, 电流控制器3会检测应用于电机M的电压、电流、速度等, 并且电流控制器3会输出旋转坐标的电压 V_{qe} , V_{de} . 控制器4将根据先前设置的程序相对于输出电压 V_{qe} , V_{de} 和其相位进行脉宽调制, 并且输出开关命令, 即以电压形式的第一和第二开关信号 $cc1 - cc3$ 和 $ci1 - ci3$, 并且第一开关信号 $cc1 - cc3$ 的电平通过第一驱动单元5进行变换, 然后将其分别提供给变流器1的开关器件 $QC1 - QC6$. 由此转换开关器件 $QC1 - QC6$, 并且第二开关信号 $ci1 - ci3$ 的电平通过第二驱动单元6进行变换, 然后将其提供给逆变器2的开关器件 $QI1 - QI6$. 开关器件 $QI1 - QI6$ 的变换, 使得接收10 到可变电压和可变频率功率的电机M可以在预定速度下驱动.

在涉及由电流控制器3接收输出电压 V_{qe} , V_{de} 并产生开关信号以便分别转换变流器和逆变器2的常用脉宽调制方法中, 公知有两种方法. 亦即, 在第一种方法中, 将正弦波和三角形波进行比较, 由此获得脉宽调制信号, 而在第二种方法中, 相对应电压进行脉宽调制. 现将相对应三相和两相来描述15 第一种方法.

图2表示基于常用三相脉宽调制方法的电压信号的波形图. 参考符号 $V_{as - r}$, $V_{bs - r}$ 和 $V_{cs - r}$ 表示u相、v相、和w相的相电压命令, 其每个均具有象由逆变器2施加给电机M的虚线电压的波形一样的相同频率, 标号PWM表示控制器4信号的三角形波形, 和标号 $PWM - U$, $PWM - V$ 和 $PWM - W$ 是控制器4的第二开关信号 $ci1 - ci3$. 0

电流控制器3基于电压的相位 θ 接收旋转坐标的输出电压 V_{qe} , V_{de} , 并且将接收到的电压变换为固定坐标的电压, 和控制器4相对于每相产生正弦波形的相电压命令 $V_{as - r}$, $V_{bs - r}$ 和 $V_{cs - r}$, 并将由此产生的命令值与作为脉宽调制基准的三角形波PWM进行比较.

25 比较的结果, 当每个相电压命令 $V_{as - r}$, $V_{bs - r}$ 和 $V_{cs - r}$ 的量值高于三角形波PWM时, 信号处于高电平状态, 当每个相电压命令 $V_{as - r}$, $V_{bs - r}$ 和 $V_{cs - r}$ 的量值不高于其时, 会输出低电平第二开关信号 $PWM - U$, $PWM - V$ 和 $PWM - W$, 并且第二驱动单元6会放大第二开关信号 $PWM - U$, $PWM - V$ 和 $PWM - W$ 的电平, 然后输出驱动信号 $di1 - di6$, 并且30 转换逆变器2的开关器件 $QI1 - QI6$.

另外, 由于三角形波PWM是高频信号, 所以由高频开关的开关器件 $QI1$

- QI6 的开关频率会处于高频。开关频率越高，开关效率的损耗就越大。因此，由于冷却半导体器件和半导体芯片的散热板的温度增加，会使器件损坏。

为了克服上述问题，可以使用两相脉宽调制方法，其可以分为两种方法。第一种方法，可使在三相中具有最大电压相对值相位的开关操作变为闲置，而以第二种方法，则使具有最大电压绝对值的开关操作变为闲置。下面将更为详细地描述第一种方法。

图3表示在两相脉宽调制方法中使具有最大电压相对值的开关操作为闲置的方法的流程图。图3的方法将参照图4进行描述。

首先，将电流控制器3旋转坐标的输出电压 V_{qe} , V_{de} 相反地变换为基于电压相位 θ 的固定坐标的相位电压命令 $V_{as} - r$, $V_{bs} - r$ 和 V_{cs} ，然后将三个相位电压命令 $V_{as} - r$, $V_{bs} - r$ 和 $V_{cs} - r$ 中最小的电压，即电压 $V_{cs} - r$ ，加上三角形波 PWM 的峰值 $PWM - max$ ，由此计算补偿电压 $V - comp$ 。另外，从相位电压命令 $V_{as} - r$, $V_{bs} - r$ 和 $V_{cs} - r$ 中减去补偿电压 $V - comp$ ，由此获得新的相位电压命令 $V_{as} - c$, $V_{bs} - c$, $V_{cs} - c$ 。

将新的相位电压命令 $V_{as} - c$, $V_{bs} - c$, $V_{cs} - c$ 与三角形波 PWM 进行比较，由此计算开关信号 $PWM - U$, $PWM - V$, $PWM - W$ 。在图5中示出了新的相位电压命令 $V_{as} - c$, $V_{bs} - c$, $V_{cs} - c$ 的波形。在该图中，“a”表示相位电压命令 $V_{as} - c$, $V_{bs} - c$ 的行间电压波形， $PWM - U$ 表示相位电压命令 $V_{as} - c$ 与三角形波 PWM 比较结果的开关信号。

如其中所示，开关信号 $PWM - U$ 的开关操作在 $180^\circ - 360^\circ$ 之间的 120° 角度范围内处于闲置，其中相位电压命令 $V_{as} - c$ 的大小为 -1。

还有，在两相脉宽调制方法中，用以使具有最大电压绝对值相位的开关操作处于闲置的方法将参照图6加以描述。

将电流控制器3旋转坐标的输出电压 V_{qe} , V_{de} 相反地变换为固定坐标的相位电压命令 $V_{as} - c$, $V_{bs} - c$ 和 $V_{cs} - c$ ，然后搜索三个相位电压命令 $V_{as} - r$, $V_{bs} - r$ 和 $V_{cs} - r$ 中最大的电压 V_{max} ，并从三角形波的峰值 $PWM - max$ 中减去电压 V_{max} ，即电压 V_{abs} ，由此计算补偿电压 $V - comp$ 。

接着，如果电压 V_{max} 的代码处于正值时，就将相位电压命令 $V_{as} - r$, $V_{bs} - r$ 和 $V_{cs} - r$ 加上补偿电压 $V - comp$ ，相反，如果其代码处于负值时，则从相位电压命令 $V_{as} - r$, $V_{bs} - r$ 和 $V_{cs} - r$ 中减去补偿电压 $V - comp$ ，由此计算新的相位电压命令 $V_{as} - c$, $V_{bs} - c$ 和 $V_{cs} - c$ 。在图7中示出

了如此计算的相位电压命令 V_{as_c} , V_{bs_c} 和 V_{cs_c} 的波形。在该图中, PWM_U 表示开关信号 PWM_U, 其是相位电压命令 V_{as_c} 与三角形波 PWM 的比较结果。

如其中所示, 如果开关信号 PWM_U 的开关操作在接近 90° 角的 60° 的角度范围内处于闲置的话, 那么相位电压命令 V_{as_c} 的大小将大于 +1, 并且在接近 270° 角的 60° 角范围内处于闲置的话, 则其大小将小于 -1。

如上所述, 涉及使相位的开关操作在其根据电压频率在每个间隔范围内具有最大相对值或绝对值的相位处于闲置的常用两相脉宽调制方法的问题在于, 与三相脉宽调制方法相比较, 其开关效率损耗会降低。

然而, 由于开关效率损耗取决于电流的大小, 因此当使用具有电感成分的电机时, 就不可能获得现有技术中开关效率损耗防止的效果。也就是说, 如果功率因数不是 1 的话, 会出现电压和电流的相位差。功率因数越低, 开关操作在电流值较低的部分下就越会成为闲置。因此, 在功率因数较低的情况下, 不可能获得所需的效果。

因此, 本发明的目的是提供一种用于电力变换设备的脉宽调制方法, 其可克服现有技术中所存在的上述问题。

本发明的另一目的是提供一种用于电力变换设备的改进脉宽调制方法, 其通过提供具有最大不转换相电流的相位而能够降低开关效率的损耗。

本发明的另一目的是提供一种用于电力变换设备的改进脉宽调制方法, 其能够判断电压的大小和频率的大小, 并且可有选择地使用三相和两相脉宽调制方法, 以便克服当提供给电机的电压大小或频率较低时, 两相脉宽调制方法与三相脉宽调制方法相比, 而出现更大的转矩的波动和噪声问题。

为了实现上述目的, 按照本发明的第一实施例, 提供一种用于电力变换设备的脉宽调制方法, 其包括下列步骤: 根据提供给负载电路的电压相位计算相电压命令的第一步, 当提供给负载电路的电压和频率低于预定值时相对于相电压命令进行三相脉宽调制的第二步, 当提供给负载电路的电压和频率等于预定值时计算具有与电流相位相同相位的新相电压命令的第三步, 和进行脉宽调制使得具有在第三步中所获得的新相电压命令中的电流最大绝对值的相位开关操作处于闲置的第四步。

为了实现上述目的, 按照本发明的第二实施例, 提供一种用于电力变换

设备的脉宽调制方法，其包括下列步骤：根据提供给负载电路的电压相位计算相电压命令的第一步，计算具有与电流相位相同相位的新相电压命令的第二步，和进行脉宽调制的第三步，使得具有在第二步中所获得的新相电压命令中电流最大绝对值的相位开关操作处于闲置。

5 下面将更清楚地描述本发明的其它优点、目的和特征。

通过下面详细的描述以及参照附图将会更容易地理解本发明，其只是用以说明，并且其不能作为对本发明的限制，其中：

图 1 是表示执行脉宽调制的常用电力变换设备的电路图；

图 2 是根据常用三相脉宽调制方法的信号波形图；

10 图 3 是一流程图，其表示在常用两相脉宽调制方法中具有电压最大相对值的相位开关操作处于闲置；

图 4 是在图 3 方法中的预定间隔内电压信号的波形图；

图 5 是在图 3 方法中相电压命令 $V_{as} - c$ ， $V_{bs} - c$ ， $V_{cs} - c$ 和开关信号 PWM - U 的波形图；

15 图 6 是常用两相脉宽调制方法的流程图，其中在该方法中，具有电压最大绝对值的相位开关操作处于闲置；

图 7 是通过图 6 方法所获得的相电压命令 $V_{as} - c$ ， $V_{bs} - c$ ， $V_{cs} - c$ 和转换信号 PWM - U 的波形图；

图 8 是按照本发明的脉宽调制方法的流程图；

20 图 9A 是在按照本发明的方法中的相电压命令 $V_{as} - r$ ，补偿电压 $V - comp$ ，和新相电压命令 $V_{as} - c$ 的波形图；和

图 9B 是在按照本发明的方法中的新相电压命令 $V_{as} - c$ 和电流的波形图。

25 现在将参照图 8 和 9 来说明按照本发明的用于电力变换设备的脉宽调制方法。

与现有技术的步骤 ST1 同样地，完成基于电压的相位 θ 将旋转坐标输出电压 V_{qe} ， V_{de} 相反地变换为固定坐标的相电压命令 $V_{as} - c$ ， $V_{bs} - c$ ， $V_{cs} - c$ 的方法。

30 然后，判断输出电压 V_{qe} ， V_{de} 的电压和频率的大小，并与步骤 ST2 中的预定值进行比较。预定值为基准值，以便确定是否执行三相脉宽调制，或执行两相脉宽调制。如果电压或频率的大小低于预定值的话，这意味着由于

电流的高频成分而执行三相脉宽调制方法。

如果电压或频率的大小低于预定值的话，与三相脉宽调制方法的描述相同，图 2 所示的相电压命令 V_{as-r} , V_{bs-r} , V_{cs-r} 会被相电压命令 V_{as-c} , V_{bs-c} , V_{cs-c} 所代替，并且在步骤 ST3 中将相电压命令 V_{as-r} , V_{bs-r} , V_{cs-r} 与三角波 PWM 进行比较。然后，输出开关信号 PWM - U, PWM - V, PWM - W, 并且完成脉宽调制。相电压命令 V_{as-r} , V_{bs-r} , V_{cs-r} 被相电压命令 V_{as-c} , V_{bs-c} , V_{cs-c} 所代替，使得在按照本发明的两相脉宽调制方法中所计算相电压命令码会与在两相脉宽调制方法中所计算的相电压码相同。

与此相反，如果电压或频率的大小高于预定值的话，将执行两相脉宽调制方法，其涉及使具有电流最大绝对值的相位开关操作处于闲置。

根据输出电压 V_{qe} , V_{de} , 在步骤 ST4 中计算功率因数 θ_{-pf} , 其是电压和电流的相差。

[等式 1]

$$\theta_{-pf} = \text{atan}\left(\frac{V_{de}}{V_{qe}}\right)$$

当从电压相位 θ 中减去功率因数 θ_{-pf} 时，在步骤 ST5 中获得电流相位 θ_{-p} , 并且在步骤 ST6 中，根据电流相位 θ_{-p} 将旋转坐标的输出电压 V_{qe} , V_{de} 相反地变换为固定坐标的新相电压命令 V_{as-p} , V_{bs-p} , V_{cs-p} . 此时，相电压命令 V_{as-p} , V_{bs-p} , V_{cs-p} 与电流的相位相同。

然后，计算在三相电压命令 V_{as-c} , V_{bs-c} , V_{cs-c} 中具有最大绝对值的最大值 V_{max} . 如果该值 V_{max} 为相电压命令 V_{as-p} 的话，则从三角形波峰值 PWM - max 中减去原相电压命令 V_{as-r} , 如果该值 V_{max} 为相电压命令 V_{bs-p} 的话，则从三角形波峰值 PWM - max 中减去原相电压命令 V_{bs-r} , 并且如果该值 V_{max} 为相电压命令 V_{cs-p} 的话，则从三角形波峰值 PWM - max 中减去原相电压命令 V_{cs-r} , 由此在步骤 ST7 中计算补偿电压 V_{-comp} . 如果最大值 V_{max} 为正码值时，可将补偿电压 V_{-comp} 分别加到相电压命令 V_{as-r} , V_{bs-r} , V_{cs-r} 中，而与此相反，当最大值 V_{max} 为负码值时，分别从相电压命令 V_{as-r} , V_{bs-r} , V_{cs-r} 中减去补偿电压 V_{-comp} , 由此计算新相电压命令 V_{as-c} , V_{bs-c} ,

Vcs - c.

将相电压命令 $V_{as} - c$, $V_{bs} - c$, $V_{cs} - c$ 与三角形波 PW 进行比较, 并且将开关信号 PWM - U, PWM - V, PWM - W 输出给图 1 的第一和第二驱动单元 5 和 6。

5 在图 9A 中, “a” 表示三相电压命令 $V_{as} - c$, $V_{bs} - c$, $V_{cs} - c$ 中的预定相电压命令, 并且 “b” 表示补偿电压 $V - comp$. 另外, “c” 表示新相电压命令 $V_{as} - c$, $V_{bs} - c$, $V_{cs} - c$, 其是通过电压 “a” 和电压 “b” 计算确定的。假设 “a” 为 $V_{as} - r$, “c” 为 $V_{as} - c$. 如图 9B 所示, “c” 的开关操作, 也就是说, 在 90° 和 270° 角附近在电源电流的绝对值为最大时相电压命令 $V_{as} - c$ 处于闲置, 使得相电压命令 $V_{as} - c$ 的波形在闲置开关操作中以直线形式表示的。

10 另外, 由于根据电流控制器的输出电压 V_{qe} , V_{de} 所计算的功率因数 θ_{pf} 是基于负载也就是电机 M 的电阻和电感而确定的预定值, 所以在操作电力变换设备之前可以判断电机 M 的特性, 散热板的大小等, 然后确定功率因数。随后, 将功率因数设置到控制器 4 中, 使得在按照本发明的脉宽调制方法中的每个间隔上不需要重复地计算功率因数。

20 如上所述, 在本发明中, 可以明显地减少在半导体芯片中所产生的热量, 其中在电流的绝对值为最大的间隔内不进行开关操作。另外, 由于根据电压和频率执行三相脉宽调制, 所以可以减小开关操作的损耗, 由此可以减小电力变换设备散热板的大小, 并且在系统中可以使用小容量半导体器件, 并且可以增大开关频率。

虽然为了说明的目的已经对本发明的优选实施例进行了描述, 但本技术领域的普通专业人员将会理解, 可以对本发明进行各种改型、添加和替换, 但其均不会脱离本发明权利要求书的精神和范围。

说明书附图

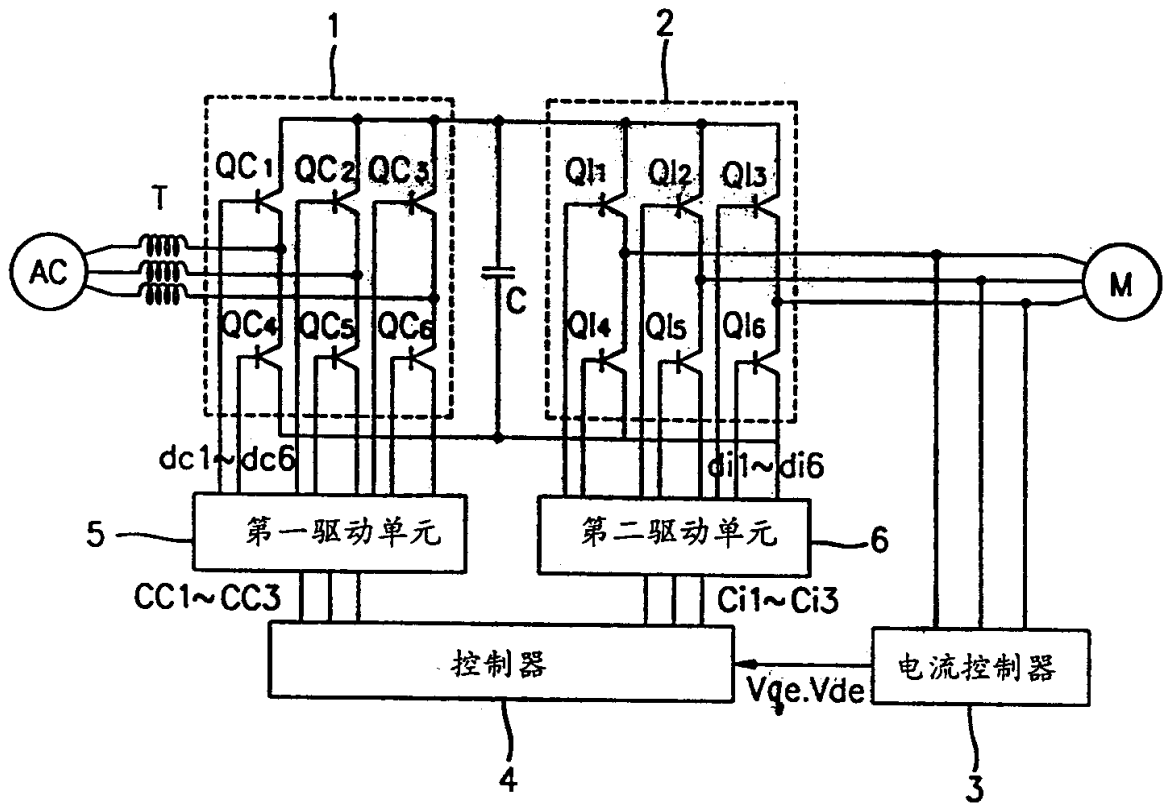


图 1

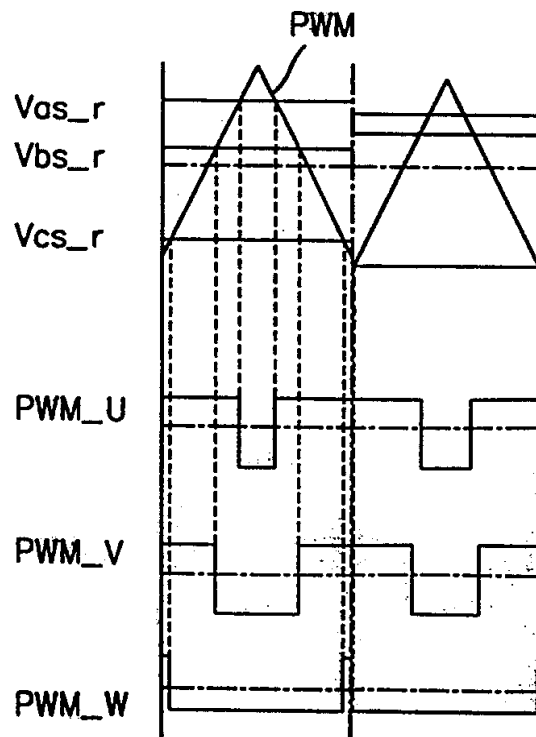


图 2

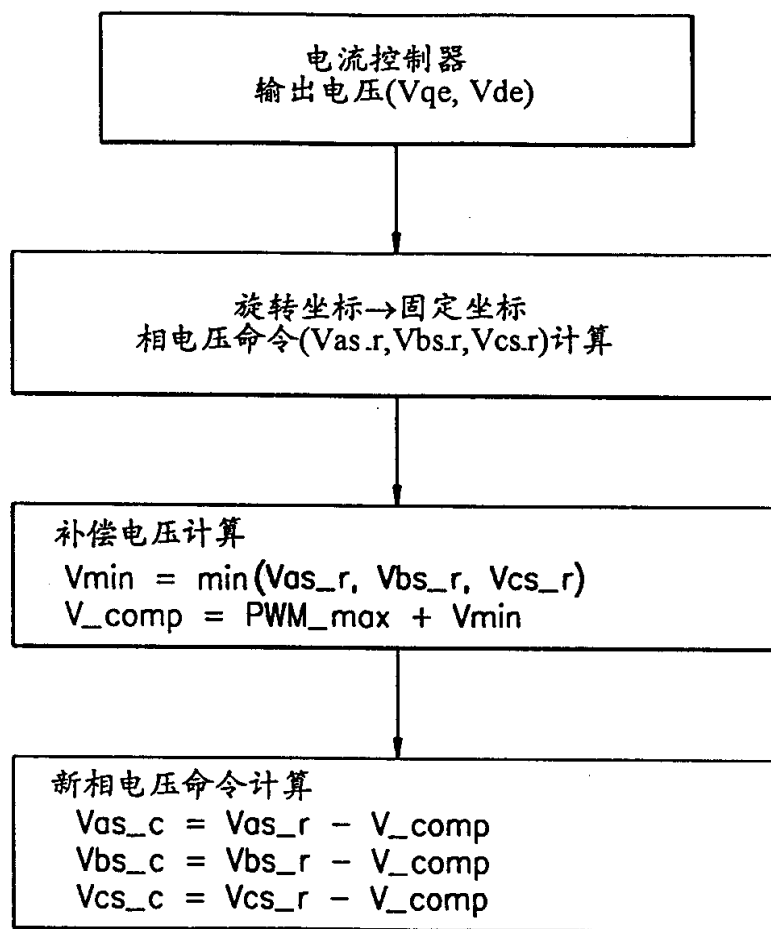


图 3

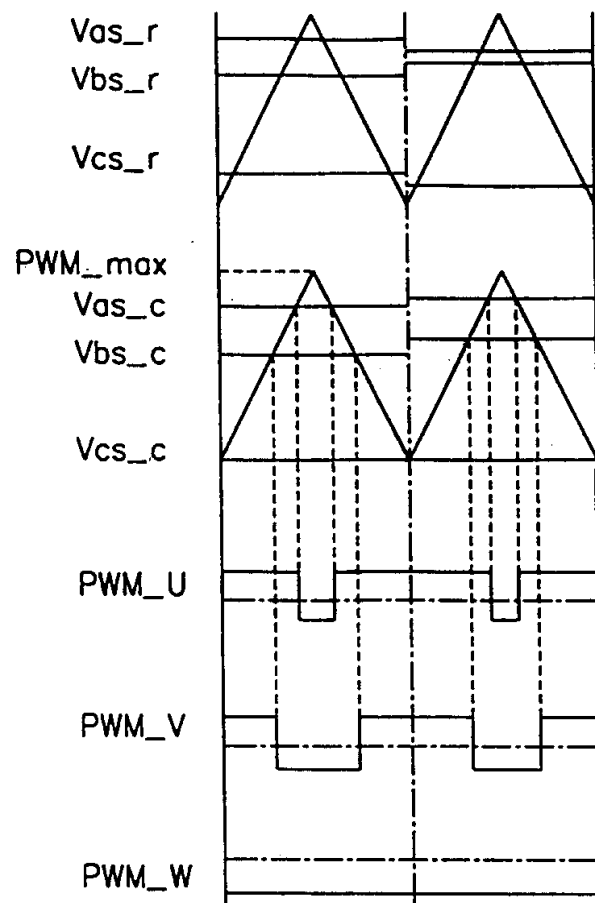


图 4

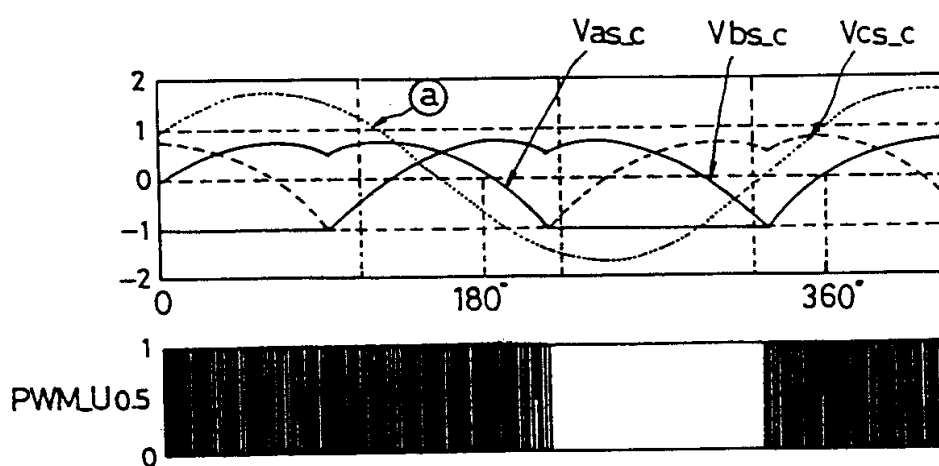


图 5

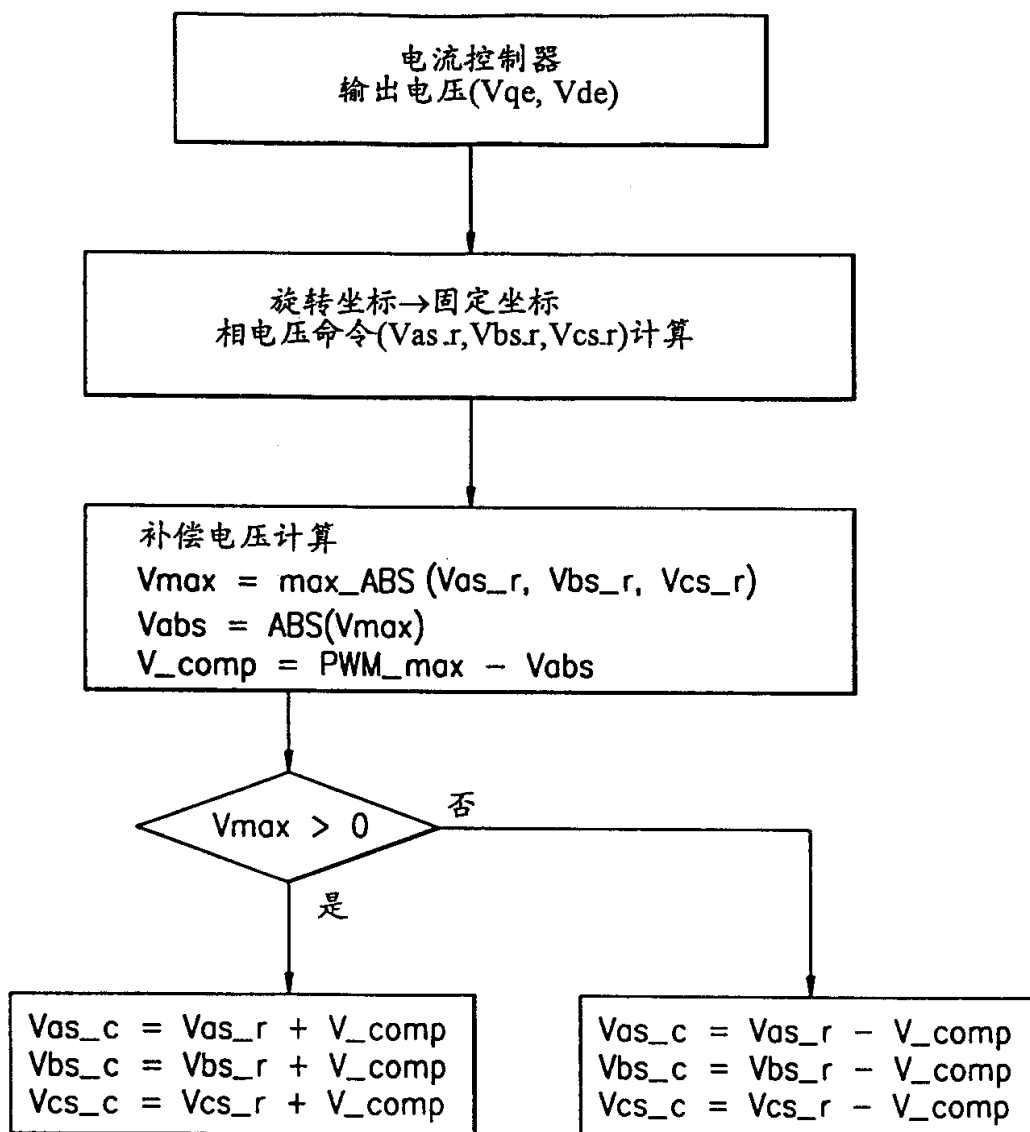


图 6

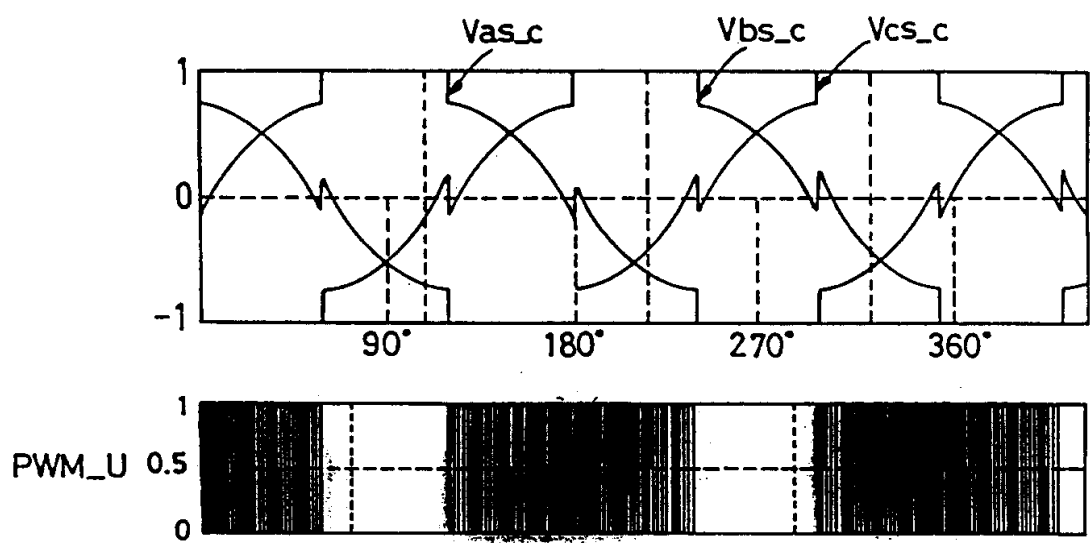


图 7

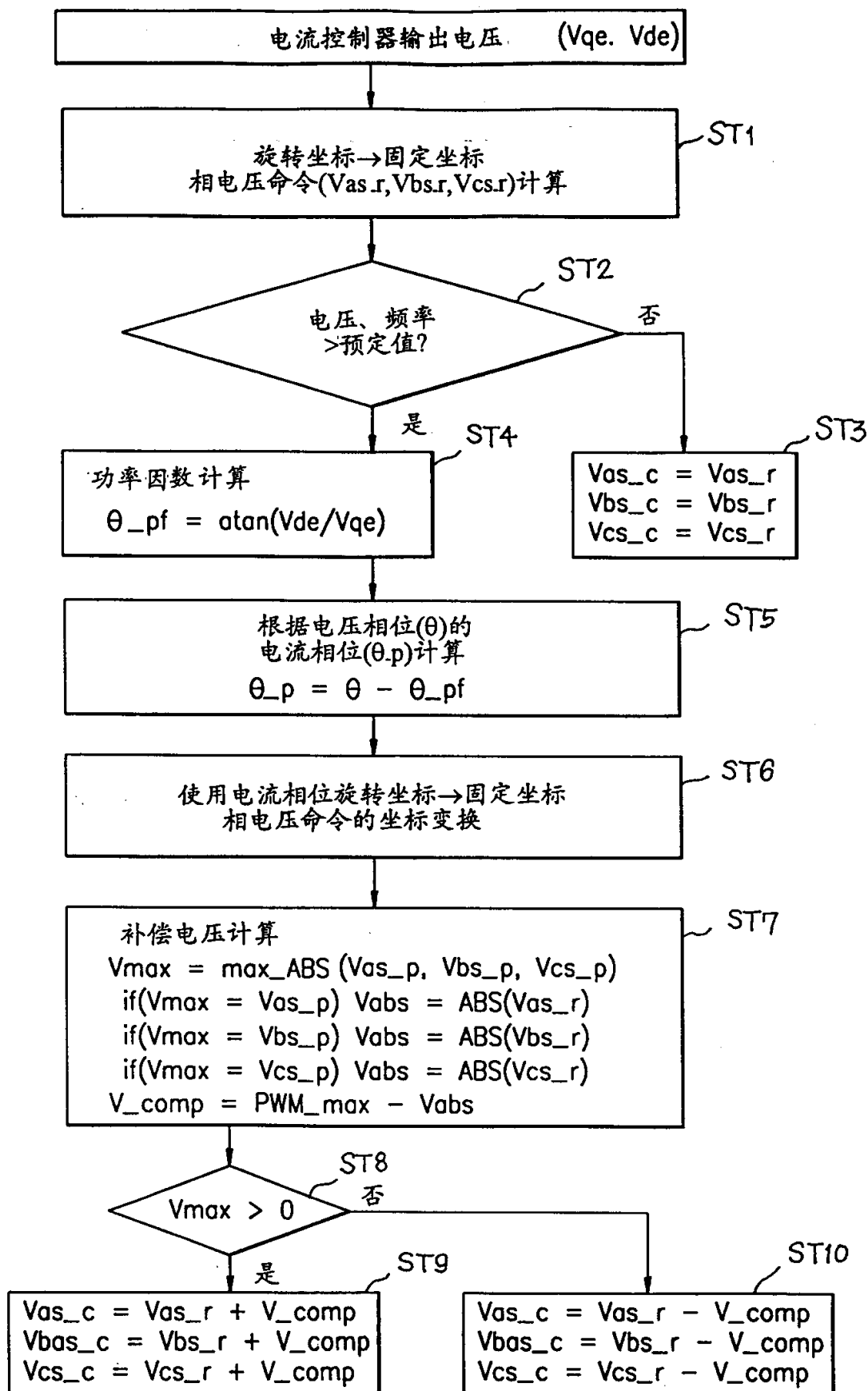


图 8

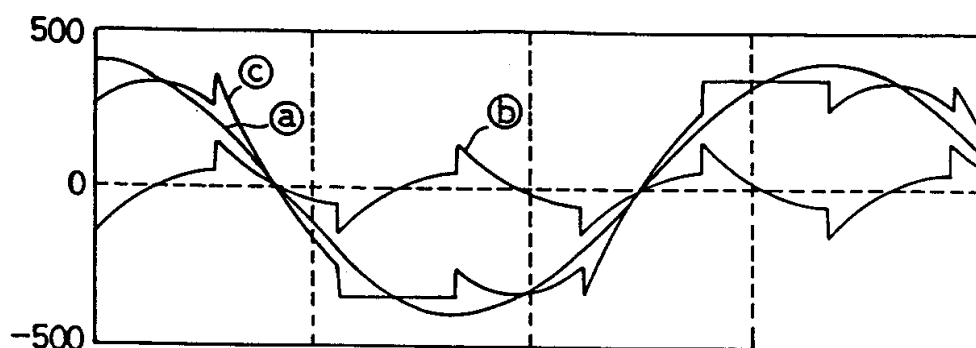


图 9A

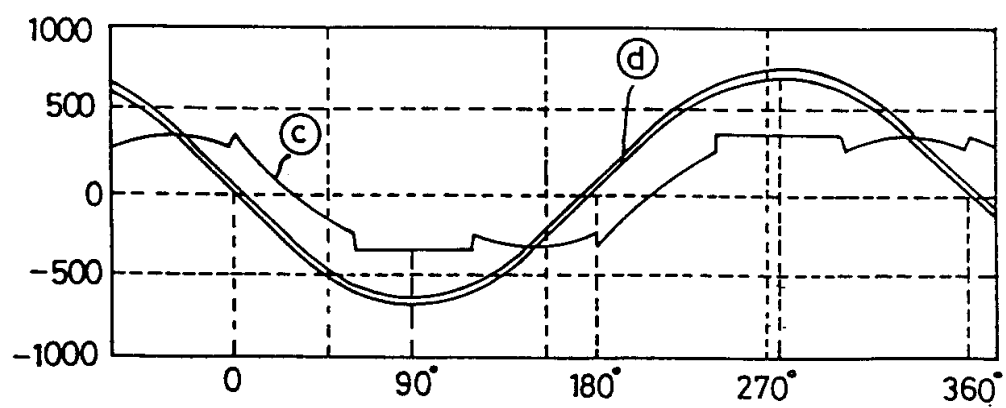


图 9B