

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H02M 7/219 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 00807493.3

[45] 授权公告日 2008 年 6 月 4 日

[11] 授权公告号 CN 100392975C

[22] 申请日 2000.5.4 [21] 申请号 00807493.3
[30] 优先权
[32] 1999. 5. 12 [33] US [31] 09/310,393
[86] 国际申请 PCT/US2000/012149 2000.5.4
[87] 国际公布 WO2000/070734 英 2000.11.23
[85] 进入国家阶段日期 2001.11.12
[73] 专利权人 奥蒂斯电梯公司
地址 美国康涅狄格州
[72] 发明人 C·策尔温斯基
[56] 参考文献
SU 5706186A 1998.1.6
US 5153821A 1992.10.6
US 4599685A 1986.7.8
US 4984147A 1991.1.8
US 5852551A 1998.12.22

审查员 张 洁
[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 吴增勇 王忠忠

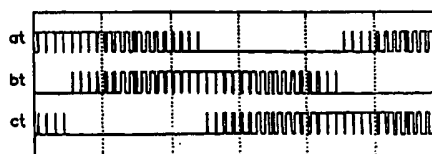
权利要求书 2 页 说明书 17 页 附图 10 页

[54] 发明名称

控制电流的方法

[57] 摘要

一种具有六个正向电流导电电力开关和六个反向电流导电电力开关的 DC 矩阵变换器,其每个电力开关在一个脉宽调制周期内的接通持续时间是调制指数的 d 和 q 分量之间的关系控制的,所述调制指数的 d 和 q 分量是由电压命令与固定 dq 坐标中表示的 AC 电源的瞬时电压之比确定的,做出其选择是基于在固定 dq 坐标中表示的 DC 电力线电压分量之间的不等关系。还响应固定 dq 坐标中表示的 AC 电力线电压分量的关系来进行开关选择。选择零向量以使共模电压最小化。



1. 一种通过 DC 矩阵变换器(18)控制 DC 负载(19)与一组三相 AC 电力线(a,b,c)之间的电流的方法, 所述 DC 矩阵变换器包括: 每个连接在所述 AC 电力线中相应的一根与所述 DC 矩阵变换器的第一个 DC 输出端(J)之间的多个上部开关(at-,at+,bt-,bt+,ct-,ct+); 以及每个连接在所述 AC 电力线中相应的一根与所述 DC 矩阵变换器的第二 DC 输出端(K)之间的多个下部开关(ab-,ab+,bb-,bb+,cb-,cb+), 所述方法包括:

以这样的方式操作所述开关、使得每个开关在被操作而把所述 AC 电力线中相应一根连接到所述 DC 输出端的相关的特定的一个时、保持工作直至另一个开关已工作而把所述 AC 电力线之一连接到所述特定 DC 输出端, 并且使得所述上部开关之一与所述下部开关之一被同时操作, 所述开关被成对操作 (At,Cb;Bt,Cb;Bt,Ab;Ct,Ab;Ct,Bb;At,Bb), 每对包括与一根 AC 电力线相关的上部开关和与所述那根 AC 电力线不同的 AC 电力线相关的下部开关, 并且所述开关还被成组操作 (Bt,Bb;At,Ab;Ct,Cb), 每组包括与同一 AC 电力线相关的上部开关和下部开关;

其特征在于:

提供电压命令信号 V^* (52), 其表示由所述 DC 输出端提供给所述负载的电压;

提供(53)调制指数 m^* , 其是所述电压命令信号 V^* 与固定 d、q 座标中所述 AC 电力线的电压的瞬时幅度 V (57)之比; 以及

提供同相调制指数分量 $m_q = m^* \cos \theta$ (71, 102)和正交调制指数分量 $m_d = m^* \sin \theta$ (72, 101);

提供(73)量 $m_1 = \sqrt{3} m_d / 2 - m_q / 2$ (103);

提供量 $m_2 = \sqrt{3} m_d / 2 + m_q / 2$ (104);

提供(56)与所述 AC 电力线中给定一根(a)的相位一致的瞬时

AC 电力线电压在正交座标中的同相分量 V_q 和正交分量 V_d , 以及

当 $|V_d\sqrt{3}| < |V_q|$ (115) 时, 如果 $V_q > 0$ 则提供第一部分 $d\alpha = -m1$ 而如果 $V_q < 0$ 则提供 $d\alpha = m1$, 并且如果 $V_q > 0$ (119) 则提供第二部分 (115) $d\beta = m2$ 而如果 $V_q < 0$ 则提供 $d\beta = -m2$;

当 $V_d V_q \sqrt{3} > V_q^2$ (116) 时, 如果 $V_q > 0$ 则提供所述第一部分 $d\alpha = m_q$ 而如果 $V_q < 0$ 则提供 $d\alpha = -m_q$, 并且如果 $V_q > 0$ 则提供所述第二部分 $d\beta = m1$ (116) 而如果 $V_q < 0$ (117) 则提供 $d\beta = -m1$, 以及

当即非 $|V_d\sqrt{3}| < |V_q|$ 、也非 $V_d V_q \sqrt{3} > V_q^2$ (116) 时, 如果 $V_q > 0$ 则提供所述第一部分 $d\alpha = -m2$ 而如果 $V_q < 0$ 则 $d\alpha = m2$, 并且如果 $V_q > 0$ 则提供所述第二部分 $d\beta = m_q$ 而如果 $V_q < 0$ (118) 则提供 $d\beta = -m_q$, 以及

在与所述 AC 电源电压的周期相比要小些的调制周期的连续序列的每个周期中, 在所述周期的所述第一部分 $d\alpha$ 期间操作所述开关中的第一对开关, 在所述周期的所述第二部分 $d\beta$ 期间操作所述开关中的第二对开关, 并且在所述周期的其余部分期间操作一组开关。

2. 权利要求 1 的方法, 其特征在于: 在所述调制周期内、所述第一部分时间先于所述第二部分时间。

3. 权利要求 1 的方法, 其特征在于: 在所述调制周期内、所述周期的所述其余部分跟在所述第一和第二部分时间之后。

控制电流的方法

技术领域

本发明涉及控制一种直接的交流(AC)到直流(DC)矩阵变换器、以便利用精确控制的脉宽调制向负载提供 DC 电压。

背景技术

在与此同时提交的美国专利 6163472 以及美国专利 4599685 中,直接的 3 相 AC 到 DC 矩阵变换器采用逐一控制的开关、直接在直流电动机的输入端合成所需的平均 DC 电压波形,同时把 DC 输出电流以与 AC 电压同相的正弦波形的形式在各 AC 输入线之间分配。所述专利的直接的 DC 矩阵变换器与先有的 DC-PWM(直流-脉宽调制)变换器之间的差异在于,先有的变换器产生固定电压的 DC 电力,与电池大致一样,然后按照需要、利用电压的某一部分、通过脉宽调制合成平均起来合适的 DC 电压,而在所述申请中,通过直接从 AC 电源进行脉宽调制合成在所需电流下的所需电压,同时保持正弦波平衡和 AC 输入电流的单位功率因数。

在所述专利的系统中,在每个调制周期中接通和断开每个开关。如众所周知的,仅在不导电与导电状态之间转换的过程中产生电力开关的开关损耗;因此,减小换向次数会明显降低开关中的功耗。

发明内容

本发明的目的包括以最小的换向损失、以最少的计算(处理器步骤)、用保证 DC 电压和电流中脉动最小的高达 10KHz 或者更高的调制频率、直接从三相 AC 电源提供脉宽调制合成的 DC 电压,在 AC 电源处具有最小的失真和单位功率因数。

此项发明基于本人的以下发现：当以适当的次序来操作时、DC 矩阵变换器中所有开关可以接通并且在同一或相邻脉宽调制周期的三个部分中的二个部分期间保持接通，这三部分包括每个脉宽调制周期的两个电压产生部分和一个非电压产生部分。

按照本发明，DC 矩阵电力开关的接通时间由瞬时电压命令信号 V^* (反映出由所述 DC 矩阵变换器提供的电压) 与固定 dq 坐标中三相 AC 电源的瞬时大小 V 之比、连同在固定 dq 坐标中所述 AC 电源电压的当前瞬时相位与跨过所述 AC 电源的一个周期的六个相位分区的超前和滞后界限之间的相位关系来决定。

而且按照本发明，利用三角的角-和关系、以 dq 量来表示所述相位关系，并且通过在正交 dq 坐标中表示的 AC 电源的电压与零之间的不相等性来识别上述相位关系。

进一步按照本发明，通过正交 DQ 坐标中 AC 电源电压的各分量间的关系来选择在脉宽调制周期的每个部分中使用的开关对。可以提供单向电流、双向电流并且有或没有正反馈的 DC 矩阵变换器来实现本发明。

本发明提供一种通过 DC 矩阵变换器(18)控制 DC 负载(19)与一组三相 AC 电力线(a,b,c)之间的电流的方法，所述 DC 矩阵变换器包括：每个连接在所述 AC 电力线中相应的一根与所述 DC 矩阵变换器的第一个 DC 输出端(J)之间的多个上部开关；以及每个连接在所述 AC 电力线中相应的一根与所述 DC 矩阵变换器的第二 DC 输出端(K)之间的多个下部开关，所述方法包括：

以这样的方式操作所述开关、使得每个开关在被操作而把所述 AC 电力线中相应一根连接到所述 DC 输出端的相关的特定的一个时、保持工作直至另一个开关已工作而把所述 AC 电力线之一与连接到所述特定 DC 输出端，并且使得所述上部开关之一与所述下部开关之一被同时操作，所述开关被成对操作，每对包括与一根 AC 电力线相关的上部开关和与所述那根 AC 电力线不同的 AC 电力线相关的下

部开关, 并且所述开关还被成组操作, 每组包括与同一 AC 电力线相关的上部开关和下部开关;

其特征在于:

提供电压命令信号 V^* , 其表示由所述 DC 输出端提供给所述负载的电压;

提供调制指数 m^* , 其是所述电压命令信号 V^* 与固定 d、q 座标中所述 AC 电力线的电压的瞬时幅度 V 之比; 以及

提供同相调制命令分量 $m_q = m^* \cos \theta$ 和正交调制命令分量 $m_d = m^* \sin \theta$;

提供(73)量 $m_1 = \sqrt{3} m_d / 2 - m_q / 2$;

提供量 $m_2 = \sqrt{3} m_d / 2 + m_q / 2$;

提供(56)与所述 AC 电力线中给定一根(a)的相位一致的瞬时 AC 电力线电压在正交座标中的同相分量 V_q 和正交分量 V_d , 以及

当 $|V_d \sqrt{3}| < |V_q|$ 时, 如果 $V_q > 0$ 则提供第一部分 $d\alpha = -m_1$ 而如果 $V_q < 0$ 则提供 $d\alpha = m_1$, 并且如果 $V_q > 0$ 则提供第二部分 $d\beta = m_2$ 而如果 $V_q < 0$ 则提供 $d\beta = -m_2$;

当 $V_d V_q \sqrt{3} > V_q^2$ 时, 如果 $V_q > 0$ 则提供所述第一部分 $d\alpha = m_q$ 而如果 $V_q < 0$ 则提供 $d\alpha = -m_q$, 并且如果 $V_q > 0$ 则提供所述第二部分 $d\beta = m_1$ 而如果 $V_q < 0$ 则提供 $d\beta = -m_1$, 以及

当即非 $|V_d \sqrt{3}| < |V_q|$ 、也非 $V_d V_q \sqrt{3} > V_q^2$ 时, 如果 $V_q > 0$ 则提供所述第一部分 $d\alpha = -m_2$ 而如果 $V_q < 0$ 则 $d\alpha = m_2$, 并且如果 $V_q > 0$ 则提供所述第二部分 $d\beta = m_q$ 而如果 $V_q < 0$ 则提供 $d\beta = -m_q$, 以及

在与所述 AC 电源电压的周期相比要小些的调制周期的连续序列的每个周期中, 在所述周期的所述第一部分 $d\alpha$ 期间操作所述开关中的第一对开关, 在所述周期的所述第二部分 $d\beta$ 期间操作所述开关中的第二对开关, 并且在所述周期的其余部分期间操作一组开关。

根据对附图中所说明的本发明的示例性实施例的以下详细描述, 本发明的其他目的、特征和优点会变得更加清楚。

附图说明

图 1 是采用按照本发明控制的 DC 矩阵变换器的电梯系统的简要框图。

图 2 是可按照本发明控制的共射极、DC 矩阵变换器的示意图。

图 3 是包括有关本发明的电流向量的表示的 AC 电源电压的曲线图。

图 4 是说明本发明的原理的空间向量图。

图 5 和 6 是说明在一个周期的各个分区中、本发明的各种参数的示意图。

图 7 是说明用于按照本发明控制 DC 矩阵的不等式的空间向量图。

图 8 是按照本发明、用于确定接通持续时间的示例性程序的简化逻辑流程图。

图 9-12 是说明可以在其中操作各种开关的周期的各分区的示意图。

图 13 是非零向量开关选择程序的逻辑流程图(简化的示例)。

图 14 是说明用于选择零向量的不等式的空间向量图。

图 15 是示例性的零向量开关选择程序的简化逻辑流程图。

图 16 是说明本发明原理的、在共相位基础上的一系列波形。

具体实施方式

参照图 1, DC 矩阵变换器 18 向 DC 电动机 19 提供电流, 在此实施例中 DC 电动机 19 以机械方式连接到滑轮 20, 滑轮通过绳索 21 连接电梯车厢 22 和平衡块 23。DC 矩阵变换器 18 选择性地把各对三相 AC 电力线 a、b、c 直接连接到变换器的输出端 j、k。电压可能在 j 端为正而在 k 端为负并且常规正向电流从 j 端流到 k 端、例如当电梯携带重负载被向上驱动时, 或者 k 端可能为正而 j 端为负并且常规

正向电流从 k 流向 j 、例如当电梯携带轻负载被向下驱动时；这称为“电动机驱动”。无论何时电梯带轻负载向上移动、带重负载向下移动、或者减速，实际上滑动 20 驱动电动机 19，使得电动机 19 起到发电机的作用。在这种情况下，流过电动机 19 的正向电流的极性与 j 、 k 端的电压极性相反；这称为“再生”。DC 矩阵变换器 18 会根据提供给图 1 的 DC 矩阵变换器控制器的速度命令的大小和方向、以及电动机 19 工作在电动机驱动方式下还是再生方式下来适当地连接各开关。

在此处的实例中，最终会导致 DC 矩阵变换器以所需方式驱动电动机 19 的这些命令是由常规电梯运转控制器(未示出)提供的，后者通过线路 30 向加法器 31 提供速度命令，加法器 31 减去由常规位置与速度转换电路 33 响应来自与滑轮 20(或电动机 19、随情况而定)耦合的适当常规编码器(未示出)的线路 34 上的信号而经线路 32 提供的实际速度。电路 33 经线路 37 的位置输出被反馈给运转控制器以便确定使电梯以想要的方式移动所必需的命令的连续性，这些是本领域中众所周知的并且不构成本发明的部分。经信号线 40 把加法器 31 的输出提供给常规速度误差比例与积分增益电路 41，后者经线路 42 的输出包括馈送到加法器 43 的电流命令 I^* 。加法器 43 减去从常规电流检测器 45 得到的线路 44 上的实际电动机电流、以便经线路 46 提供电流误差信号。在电路 51 中以常规比例与积分增益来处理电流误差信号，电路 51 的经线路 52 的输出包含电压命令 V^* 。

按照本发明，电压命令的幅值与输入的 AC 供电电压向量在固定 dg 坐标中的幅值之比决定调制指数 m^* ，后者用于确定在 AC 输入电力线上电压的脉宽调制期间接通的持续时间，以便得到用于加在负载如电动机 19 上的所需 DC 电压。

AC 电力线 a 、 b 、 c 上的电压馈送到常规固定三相至固定 dq 坐标转换电路 56 以提供输出 V_d 、 V_q ，后者如已知的、在正交坐标中定义 AC 电源的三相输入电压。AC 电源在线路 57 上的幅值 V 只不

过是在常规单元 58 中实现的 V_d 、 V_q 的平方和的平方根。正交幅值 V_d 、 V_q 还馈送到常规锁相环 63，后者经线路 65 和 66 的输出分别是反映 $\sin \theta$ 和 $\cos \theta$ 的信号。这些信号加在电路 68 上，后者把同步 dq 坐标中的调制指数 m^* 转换成所需的固定 dq 坐标中的调制指数分量 m_q 、 m_d 。 m_q 和 m_d 信号经线路 71、72 馈送到持续时间与选择功能块 73，后者确定所选择的开关对或组应被接通的持续时间，并且选择在任意给定时刻要接通的开关对或组，以执行必要的脉宽调制，以便在 DC 矩阵变换器 18 的输出端 j、k 合成所需的 DC 电压。下面更全面地描述功能块 73。指示接通的持续时间和所选的要接通的开关对各信号经干线 77 提供给定时电路 78，后者实际上对脉冲进行实时计数、以便通过经 12 线的干线 79 向 DC 矩阵变换器 18 提供接通门电路来实现所需的持续时间。定时电路按照常规换向方法接通和断开各开关，使得每个输出端总是连接在 AC 电力线上，没有断路间隙，以便满足已知的电流连续性约束条件。在 1992 年 1 月的 IEEE Trans.Power Elec., Holmes 与 Lipo 的“用 AC-AC 矩阵变换器理论实现可控整流器”中给出了一个换向的实例。

尽管图 1 中未示出，但是本发明的 DC 矩阵变换器需要跨 AC 输入端的线间电容以支持下文所述的开关换向。这些电容连同串联的电感器可包括在输入滤波器 82 内。类似地，DC 矩阵变换器最好具有包括串联电感和并联电容的输出滤波器 83，在前述申请中示出了这两种滤波器。

图 2 中说明 DC 矩阵变换器 18 的一个实施例。对于 AC 电力线 a、b、c 中的每一相，有图 2 上部的两个功率晶体管开关和图 2 下部的两个开关。图 2 上部的一个开关， $at+$ 、 $bt+$ 、 $ct+$ 会通过 j 端把来自相应的一条 AC 电力线的电流导向电动机 19，而相应的下部开关 $ab+$ 、 $bb+$ 、 $cb+$ 中的一个会把来自电动机 19 的电流导向相应的 AC 电力线。这里为了说明，假定从 j 端向下经过电动机 19 到 k 端的电流为正向电流。对于反向电流，反向下部开关 $ab-$ 、 $bb-$ 、 $cb-$ 中的一个会把来

自相应的一条 AC 电力线的电流经过 k 端、电动机 19 导向 j 端, 并且上部反向开关 at-、bt-、ct- 中的一个会把来自 j 端的电流导向相应的一条 AC 电力线。

DC 矩阵变换器的一般工作特性示于图 3 中。其中, 画出 AC 电力线的正弦波电压 V_a 、 V_b 、 V_c 对时间的曲线图。图 3 中还画出通过图 2 中导通功率晶体管开关 at+、bt+...cb- 的不同组合得出的多个不同电流向量 i_1 、 i_2 ... i_6 。这些表示成从负电压到正电压延伸的垂直箭头。与每个垂直箭头相联系的是带有括号中的同样名称的水平箭头, 它表示每个周期的一部分, 在这部分中可以变换相应的电流向量(在以下实例中每周期大约五十五次)、以便无论何时输入命令为正($m^* > 0$)就在输出端产生正电压($V_j > V_k$)。在每个实例中, 箭头的上部被指定为流经标有 a、b 或 c 的开关的电流, 符号 At 表示: 或者晶体管 at+ 或者晶体管 at- 会在取决于如前述的电流是正向还是反向的特定时间导通。类似地, 对于电流向量 i_1 , 符号 Cb 表示晶体管 cb+、cb- 之一会根据电流是正向还是反向而分别导通。因此, 通过分别把 c 相的 AC 电力线和 a 相的 AC 电力线连接到矩阵的 k 和 j 端, 得到电流向量 i_1 (如下文所述, 它为正向或反向)。电流向量 i_1 可存在于从 $V_c=0$ 的点到 $V_a=0$ 的点之间的时间内。

指令的用于 DC 矩阵变换器的调制指数 m^* 被转换成 dq 坐标中的如下固定空间坐标:

$$m_d = m^* \sin \theta$$

$$m_q = m^* \cos \theta \quad 0 < \theta < 2\pi$$

其中 $\theta=0$ 对应于同步空间坐标中的 AC 电力线电压的 q 轴(图 1 中的 63-68)。

电流 i_1 - i_6 是在输出端产生非零电压(V_j 不等于 V_k)的唯一可能, 可通过一次选择操作图 2 中的开关中的两个来获得这些电流。例如, 如果同时操作图 2 中的开关 at+ 与开关 bb+, 会产生如图 3 中所示的电流 i_6 。如果同时操作 at+ 和 cb+, 会产生图 3 的电流 i_1 。如果同时

操作 $at+$ 与 $ab+$ ，由于在输出端未产生不同电压($V_j = V_k$)，这里被定义为零向量的电流通过 $at+$ 与 $ab+$ 开关循环，使 j 、 k 端短路。DC 电压的合成是通过在相对 AC 电源的频率来说非常高、如 10KHz 的频率下(由此得到短调制周期如 $100\mu s$)的脉宽调制来实现的。在每个 $100\mu s$ 调制周期内，第一对开关(如 At 、 Bb)会在调制周期的某一段(定义为“占空比”和“持续时间”)中导通，第二对开关(如 At 、 Cb)会在该调制周期的某一段内导通，而且由涉及同一相位的一组开关形成的零向量，如 Bt 、 Bb 会在剩余的时段中导通以提供零向量，如下所述。

参照图 4，说明控制 DC 矩阵变换器的方法的空间向量图包括如前述的、通过使所选择的开关对导通而产生的每个电流向量 i_1 - i_6 。电流向量 i_1 - i_6 是分开六个相位分区 $s=0, \dots, S=5$ 的界线。每条界线是一个相位分区的滞后界线和下一个接着的相位分区的超前界线。图 4 中图解说明产生正输出电压情况下($m^*>0$)、调制周期内具体的转矩电流参考 i^* ，该转矩电流参考存在于可利用 i_6 和可利用 i_1 的时间中的某点上。这被定义为零相位分区($s=0$)。还示出由此而得到的调制指数 m^* 和相关量 m_d 、 m_q 。对于图 4 中描述的调制周期，定义为 I_α 的超前电流向量(或界线)是电流向量 i_6 ，而定义为 I_β 的滞后电流向量(或界线)是电流向量 i_1 。为了接近参考向量 i^* ，对于相应的电流向量 I_α 、 I_β ，各对开关接通的占空比或持续时间 d_α 、 d_β 与参考向量和相应的超前和滞后电流向量 I_α 、 I_β 之间的角度的正弦值成正比。在每个分区中采用的占空比由以下等式给出：

$$d_\alpha = m^* \sin(\pi/3 - \phi) \quad d_\beta = m^* \sin(\phi) \quad 0 < \phi < \pi/3$$

$$d_0 = 1 - d_\alpha - d_\beta$$

其中 $\phi=0$ 和 $\phi=\pi/3$ 分别对应于 α 向量和 β 向量的角位置。

此外，按照本发明，为了确定开关次数，在如下每个分区中利用三角形的角-和关系、以 d_q 量来表示上述调制函数。使用上述等式和 $\phi = \pi/6 + \theta - s\pi/3$ 的事实，其中 s 是图 4 中的分区，对于 $0 < s < 5$ ，

可以表示出

$$\begin{aligned} d\alpha &= m \cdot \sin[\pi/3 - (\pi/6 + \theta - s\pi/3)] = m \cdot \sin(\pi/6 + s\pi/3 - \theta) \\ &= m \cdot \sin(\pi/6 + s\pi/3) \cos \theta - m \cdot \cos(\pi/6 + s\pi/3) \sin \theta \\ &= \sin(\pi/6 + s\pi/3)mq - \cos(\pi/6 + s\pi/3)md \end{aligned}$$

以及

$$\begin{aligned} d\beta &= m \cdot \sin(\pi/6 + \theta - s\pi/3) = m \cdot \sin(\pi/6 - s\pi/3 + \theta) \\ &= m \cdot \sin(\pi/6 - s\pi/3) \cos \theta + m \cdot \cos(\pi/6 - s\pi/3) \sin \theta \\ &= \sin(\pi/6 - s\pi/3)mq + \cos(\pi/6 - s\pi/3)md \end{aligned}$$

供参考, 对于每个分区 $s=0$ 到 $s=5$, 在下表中给出以上等式中的正弦和余弦系数值。

s	$\sin(\pi/6 + s\pi/3)$	$-\cos(\pi/6 + s\pi/3)$	$\sin(\pi/6 - s\pi/3)$	$\cos(\pi/6 - s\pi/3)$
0	1/2	$-\sqrt{3}/2$	1/2	$\sqrt{3}/2$
1	1	0	-1/2	$\sqrt{3}/2$
2	1/2	$\sqrt{3}/2$	-1	0
3	-1/2	$\sqrt{3}/2$	-1/2	$-\sqrt{3}/2$
4	-1	0	1/2	$-\sqrt{3}/2$
5	-1/2	$-\sqrt{3}/2$	1	0

如果这样定义以下各量:

$$m1 = md - mq$$

$$m2 = md + mq$$

则调制函数(α 和 β 占空比)在每个分区中通过下表中给出的量来确定:

s	$d\alpha$	$d\beta$
0	-m1	m2
1	mq	m1
2	m2	-mq
3	m1	-m2
4	-mq	-m1

5	-m2	mq
---	-----	----

这在图 5 和 6 的空间向量图中说明。因此, 仅仅由量 m_q 、 m_l 和 m_2 来确定对于两个向量 $d\alpha$ 和 $d\beta$ 的占空度, 这可在数字信号处理器上用前述的等式来容易地计算, 如图 8 中的步骤 101 - 104 所示。

在分区开始处的调制周期期间, 用于 α 向量的开关时间很大, 而用于 β 向量的开关时间很小。在分区的中间, 用于 α 向量的开关时间等于用于 β 向量的开关时间。接近分区的末端, 用于 β 向量的接通时间很大而用于 α 向量的接通时间很小。在每个调制周期的其余部分中, $d_0=1-d\alpha-d\beta$ (用于零向量的持续时间), 这样接通涉及同一 AC 电力线的一对开关、如 B_t 、 B_b 、以便提供零向量, 由此在利用最少的开关换向次数的同时调整输出电压的幅度。图 9 中示出不同的上部开关为了传导向量 α 而接通的时间, 而图 10 中示出各上部开关为了传导向量 β 而接通的时间。图 11 中示出不同的下部开关为了传导向量 α 而接通的时间, 而图 12 中示出各下部开关为了传导向量 β 而接通的时间。何时加上每个量(m_q, m_l, m_2)以 AC 电源输入电压向量所在分区的确定为条件, 这种确定是通过不等式测试以及测试 m^* 是正是负来完成的。图 7 中示出对于 $m^*>0$ 、定义分区界线的不等式。这里, V_d 和 V_q 指的是在固定坐标中的输入 AC 电源电压(图 1, 56)。对于负命令($m^*>0$), 电流向量 I^* 被从图 4 中所示处偏移 π 弧度。下列表格表示用于选择上下 α 和 β 开关的量。

	$m^*>0$	$m^*<0$
上部开关	$V_d'=V_d$ $V_q'=V_q$	$V_d'=-V_d$ $V_q'=-V_q$
下部开关	$V_d'=-V_d$ $V_q'=-V_q$	$V_d'=V_d$ $V_q'=V_q$

因而, 在测试不等式之前, 测试 107 和步骤 108 - 111 关于 m^* 的符号来适当地定义 V_d' 和 V_q' 。从图 6 中可见, 在由以下不等式定义的分

区 0 和 3 中 $|d\beta| = m2$:

$$\begin{aligned} & [Vd > -Vq/\sqrt{3} \cap Vd < Vq/\sqrt{3}] \cup [Vd < -Vq/\sqrt{3} \cap Vd > Vq/\sqrt{3}] \\ & [|Vd| < Vq/\sqrt{3}] \cup [|Vd| < -Vq/\sqrt{3}] \\ & |Vd\sqrt{3}| < |Vq| \end{aligned}$$

如图 8 的测试 115 中所示,这在数字信号处理器上是容易测试的。类似地,在由下列不等式定义的分區 1 和 4 中 $|d\beta| = m1$:

$$\begin{aligned} & [Vq < 0 \cap Vd < Vq/\sqrt{3}] \cup [Vq > 0 \cap Vd > Vq/\sqrt{3}] \\ & [VdVq > Vq^2/\sqrt{3}] \cup [VdVq > Vq^2/\sqrt{3}] \\ & VdVq\sqrt{3} > Vq^2 \end{aligned}$$

这在图 8 的测试 116 中确定。

剩余的分區 2 和 5(其中 $|d\beta| = mq$)是通过排除处理(图 8 中测试 115 和 116 的否定结果)来确定的。通过在图 8 的测试 117 - 119 中测试 Vq 的正负号来确定 $d\beta$ 的正负号;即如果 $Vq < 0$ 则 $d\beta = -d\beta$, 如图 8 的步骤 120 - 122 中所示。

通过注意到图 5 中占空比 $d\alpha$ 相对于图 6 中的 $d\beta$ 偏移了 $2\pi/3$ 弧度可以容易地得出占空比 $d\alpha$ 。因此,通过在测试上述不等式时利用下列替换, $d\alpha$ 的确定与上述的赋值是一致的:

$$\begin{aligned} Vd'' &= -\frac{1}{2} Vd' - \frac{\sqrt{3}}{2} Vq' \\ Vq'' &= -\frac{1}{2} Vq' + \frac{\sqrt{3}}{2} Vd' \end{aligned}$$

这是通过做出替换的步骤 123 和 124(图 8)、以及重复步骤和测试 115-122 等的步骤和测试 125 而得到的。

一旦为 α 和 β 向量确定接通时间,必需确定要接通哪个开关以按照图 4 产生向量。这是具有两个步骤的处理:确定用于非零向量的开关、接着为零向量指定开关。

按照电压向量所在区域来确定上述占空比或持续时间所用于的

相位(即开关)。例如,图9和10中示出对于 α 向量和 β 向量指定DC矩阵变换器中的上部电源开关。如果向量位于标有Bt的分区之一中,则指定开关Bt。参照图10,对于开关Bt,可以共同地通过测试以下不等式识别分区 $s=1$ 或 $s=2$ (测试130,图13):

$$[Vd' > -Vq'/\sqrt{3}] \cap [Vd' > Vq'/\sqrt{3}]$$

$$Vd'\sqrt{3} > |Vq'|$$

为 β 向量指定的其余上部开关是在排除分区1和2之后、通过测试如图7中所示的 Vq 的正负号来确定的;如果 $Vq' > 0$ (测试131,肯定),则分区是0或5并且上部 β 开关是At;如果 $Vq' < 0$ (测试131,否定),则分区是3或4,而上部 β 开关是Ct。

通过在图9中留意到相对于图10中关于 β 向量的上部开关指定的 $\pi/3$ 弧度的相移,容易得到关于 α 向量的上部开关指定。由此,如果首先做出下列替换,则关于 α 向量的上部开关的确定与上述指定一致(图13的步骤135、136):

$$Vd' = 1/2 Vd' - \sqrt{3} Vq'/2$$

$$Vq' = -1/2 Vq' + \sqrt{3} Vd'/2$$

这些指定在图13的测试与步骤138中示出。

关于 α 向量和 β 向量的下部开关指定的确定,除了关于两组的指定之间有 π 弧度的相移之外,与以上所述一致。因此,当使用下列替换时,所述确定与上述的一致(图13的步骤140、141):

$$Vd'' = -Vd'$$

$$Vq'' = -Vq'$$

在图13的步骤和测试143中作出这些选择。

如以上所描述的,零向量 i_0 定义为输出端j、k由一组同相开关At,Ab;Bt,Bb;Ct,Cb短路。选择哪一组开关用于表示零向量影响共模输出电压。每个向量 i_1-i_6 的施加导致每个输出端j、k连接到AC电源电压Va、Vb或Vc之一。加在负载VD两端的电压差是输出相电压之差 V_j-V_k ,而参考所述系统中性线的共模电压 V_{CM} 等于两个输

出线电压之和除以输出相位的数量，即 $(V_j+V_k)/2$ 。下表中给出由每个向量产生的所得差值和共模电压：

向量	i1	i2	i3	i4	i5	i6
开关	At,Cb	Bt,Cb	Bt,Ab	Ct,Ab	Ct,Bb	At,Bb
V_j	VC	VC	VA	VA	VB	VB
V_k	VA	VB	VB	VC	VC	VA
VD	VAC	VBC	VBA	VCA	VCB	VAB
VCM	$\frac{VA+VC}{2}$	$\frac{VB+VC}{2}$	$\frac{VB+VA}{2}$	$\frac{VC+VA}{2}$	$\frac{VC+VB}{2}$	$\frac{VA+VB}{2}$

向量	i0	i0	i0
开关	At,Ab	Bt,Bb	Ct,Cb
V_j	VA	VB	VC
V_k	VA	VB	VC
VD	0	0	0
VCM	VA	VB	VC

由于线电压 V_a 、 V_b 和 V_c 是正弦的，所以可容易地计算在一个 AC 周期中、由非零向量 i1 至 i6 得出的峰值共模电压，如下计算：

$$V_{CM}(\text{峰值}) = 1/2 \sqrt{2/3} V_{LL}, \quad 0 < \omega t \leq 2\pi$$

其中 V_{LL} 是 rms 线间电压，而 ωt 是以弧度表示的 AC 相角。相反，在相同周期中由零向量得到的峰值共模电压是：

$$V_{CM}(\text{峰值}) = \sqrt{2/3} V_{LL}, \quad 0 < \omega t \leq 2\pi$$

因此，不加选择的使用零向量产生峰值共模电压是关于非零向量的二倍。

但是，能以这样的方法来选择零向量，以便减小峰值共模电压。例如，如果零向量(At,Ab)的使用限于这样的周期：

$$\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} \text{ 和 } \frac{4\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{3}$$

其中 $\omega t=0$ 对应于线电压 V_a 的峰值，最大共模电压由下式给定：

$$V_{CM}(\text{峰值}) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad \frac{\pi}{3} < \omega t \leq \frac{2\pi}{3} \text{ 或者 } \frac{4\pi}{3} < \omega t \leq \frac{5\pi}{3}$$

这等价于

$$V_{CM(\text{峰值})} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \quad \frac{\pi}{3} < \omega t \leq \frac{2\pi}{3} \text{ 或者 } \frac{4\pi}{3} < \omega t \leq \frac{5\pi}{3}$$

所以，通过限制零向量在 AC 周期中的使用，把由此零向量产生的峰值共模电压减小了一半。为了实现对整个 AC 周期的这种缩减因数，对其他零向量设置同样的限制。将此总结于下表中，并且在图 14 中图解说明。

零向量	允许的施加周期
(At,Ab)	$\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$ 和 $4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$
(Bt,Bb)	$0 < \omega t < \pi/3$ 和 $\pi < \omega t < 4\pi/3$
(Ct,Cb)	$2\pi/3 < \omega t < \pi$ 和 $5\pi/3 < \omega t < 0$

确定用于零向量的开关组，表示为 SW0，这适用于 DC 矩阵变换器中上部和下部的各组开关。确定电压向量位于哪个分区是由不等式测试来完成的。定义分区界线的不等式示于图 14 中。其中 SW0 = A 的这些分区是由以下不等式(图 15 的测试 139 的肯定结果)来定义的：

$$\begin{aligned} & [V_d > -V_q\sqrt{3} \cap V_d > V_q\sqrt{3}] \cup [V_d < -V_q\sqrt{3} \cap V_d < V_q\sqrt{3}] \\ & [V_d > |V_q\sqrt{3}|] \cup [-V_d > |V_q\sqrt{3}|] \\ & |V_d| > |V_q\sqrt{3}| \end{aligned}$$

类似地，SW0=B 是通过测试下列不等式(图 15 的测试 140 的肯定结果)来识别的：

$$\begin{aligned} & [V_d > 0 \cap V_d < V_q\sqrt{3}] \cup [V_d < 0 \cap V_d > V_q\sqrt{3}] \\ & [V_d^2 < V_d V_q\sqrt{3}] \cup [V_d^2 < V_d V_q\sqrt{3}] \\ & V_d^2 < V_d V_q\sqrt{3} \end{aligned}$$

SW0 = C 是通过排除法(图 15 的测试 140 的否定结果)而确定的。

如果需要,通过留意与设置占空比的算法的类似性可以简化程序,只要做出以下替换:

$$V_d = V_q$$

$$V_q = V_d$$

参照图 14 和 15 在前文描述的零向量开关选择已在与此文同时提交的美国专利 NO.6166930 中公开并要求其专利权。

在每个调制周期内,用于 α 向量、 β 向量以及零向量的各对和各组开关的操作顺序是无关紧要的。因此次序可以是 α 、 β 、零; β 、 α 、零; β 、零、 α ; 或者任何其他次序。在 AC 电力线之一与输出端之一之间导电的开关从不断开、直至另一开关接通以使 AC 电力线到该端导通,在这样的限制条件下,图 4(连同图 9-12 和 14)中所示的开关对(α 和 β)与组(零向量)的关系表明,通过实施本发明,使开关换向最小化。例如,当 α 向量为 i_6 时,接通开关 A_t 将其作为 α 向量的一部分(包括相位分区 $s=0$ 的超前界线),并且在每个调制周期的 β 部分期间,保持接通作为用于电流向量 i_1 的开关对的一部分。另一方面,在相位分区 $s=0$ 中的每个调制周期内,开关 A_t 可首先接通作为电流向量 i_1 的一部分并且保持接通作为电流向量 i_6 的一部分。并且即使在一个调制周期中,在 α 开关对与 β 开关对之间操作零向量开关组,例如 A_t 开关可以在一个调制周期结尾的 i_6 期间接通,并且在下一个接着的调制周期的开头的 i_1 期间保持接通。因此,在任何情况下,两个开关在每个调制周期仅接通一次,与此前已知的先有技术的任何方案中、每个调制周期三个开关接通的情况大不相同。因此,在形成非零向量的过程中、开关所用的换向次数减少了三分之一。对于零向量换向存在同样的关系。

因此,由图 4 中所示的空间向量图中表示的、本发明的空间向量方法所提供的减少换向的好处可以与所述美国专利 NO.6166930 中说明的、通过缩减允许的零向量施加周期来实现降低的共模电压而

提供的、对共模磁元件的降低的要求相结合。下表中给出对于 $m^* > 0$ 、所有允许的向量的组合策略。

分区	向量 I_α	向量 I_β	角度	电压关系	零向量
0	i6 (A1,B2)	i1 (A1,C2)	330-360	VA>VC>VB	(C1,C2)
			0-30	VA>VB>VC	(B1,B2)
1	i1 (A1,C2)	i2 (B1,C2)	30-60	VB>VA>VC	(A1,A2)
			60-90		
2	i2 (B1,C2)	i3 (B1,A2)	90-120	VB>VC>VA	(C1,C2)
			120-150		
3	i3 (B1,A2)	i4 (C1,A2)	150-180	VC>VB>VA	(B1,B2)
			180-210		
4	i4 (C1,A2)	i5 (C1,B2)	210-240	VC>VA>VB	(A1,A2)
			240-270		
5	i5 (C1,B2)	i6 (A1,B2)	270-300	VA>VC>VB	(C1,C2)
			300-330		

参照图 4，在分区 0 中的小相角 ϕ 处，在每个脉宽调制周期内，关于 α 向量 I_6 ，开关 A_t (连同开关 B_b)接通相对较长的时间，而关于 β 向量 I_1 ，它接通相对较短的时间(连同开关 C_b)。在零分区中的大相角 ϕ 处，出现相反的情况。对于同时涉及 α 向量和 β 向量的部分，开关 A_t 保持持续地接通。在分区 0 的中心， A_t 开关保持接通的时间最大，产生图 16(a)的占空度波形。图 16(b)表示对于开关 a_t 、 b_t 和 c_t 的示例性的一组接通时间，而图 16(c)说明将会产生的(未滤波的、理想的)瞬时 DC 输出电压。

执行计算的次序(图 8、13 和 15)与本发明不相干。当然，在每个调制周期中能操作该对或该组开关之前，开关选择(每一对或组)以及每对或每组的持续时间必须是已知的。在定时电路 78 内的选择和持续时间信息的使用是常规的，基本上与 AC-AC 矩阵变换器中使用的相同。

已经在实施例中描述了本发明，在该实施例中，有 12 个开关 at+、at-、...cb+、cb-，以便适应直接与再生的负载。但是，本发明也可以在驱动单向无再生的负载的 DC 矩阵变换器中使用，例如用于驱动电动工具或者其他应用场合。

已经说明本发明可以利用 n 型、穿通、绝缘栅双极晶体管电力开关来实现。但是，本发明可以用 p 型晶体管、或者用连接成反并联的非穿通的、绝缘栅双极晶体管来实现。

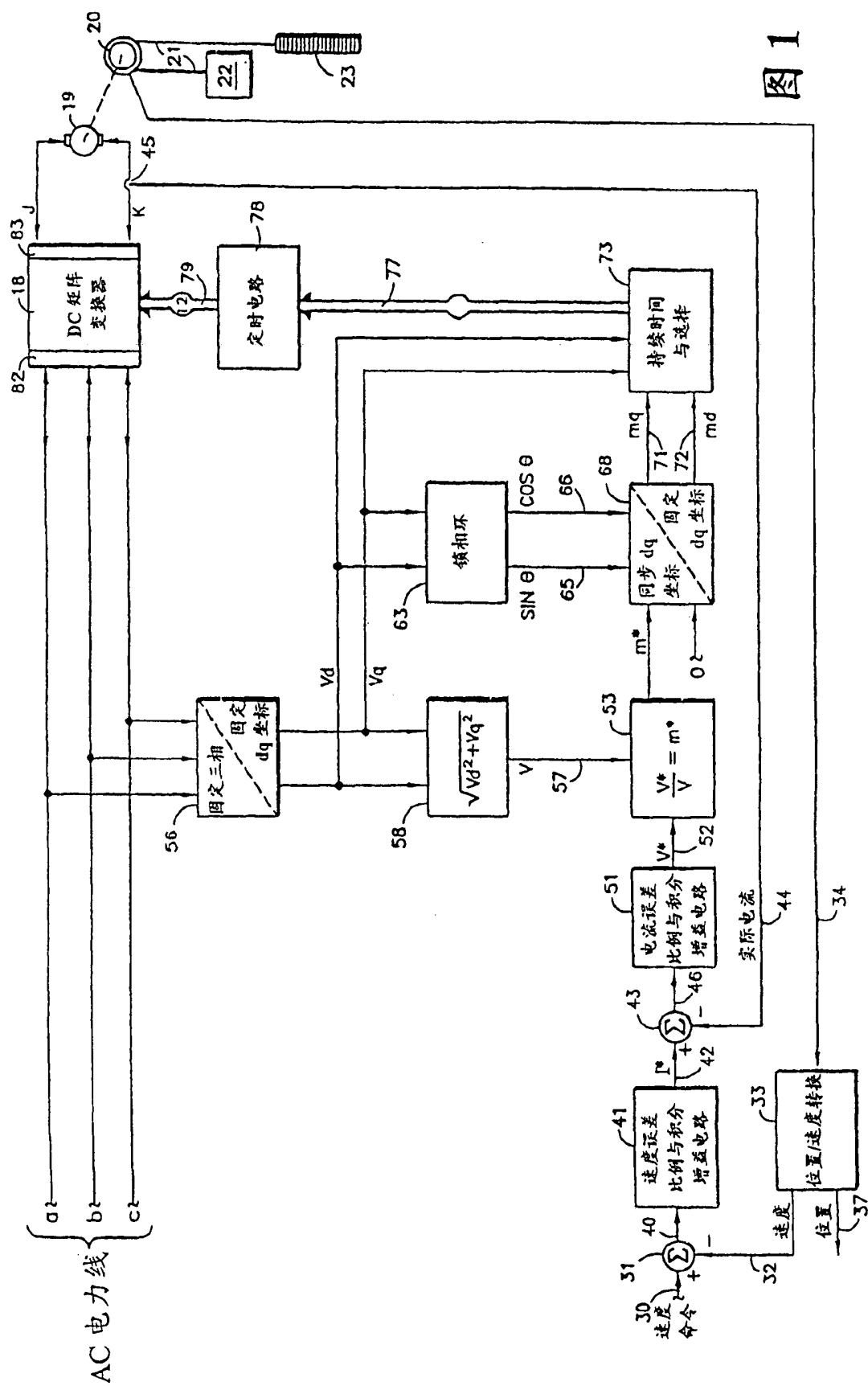


图 2

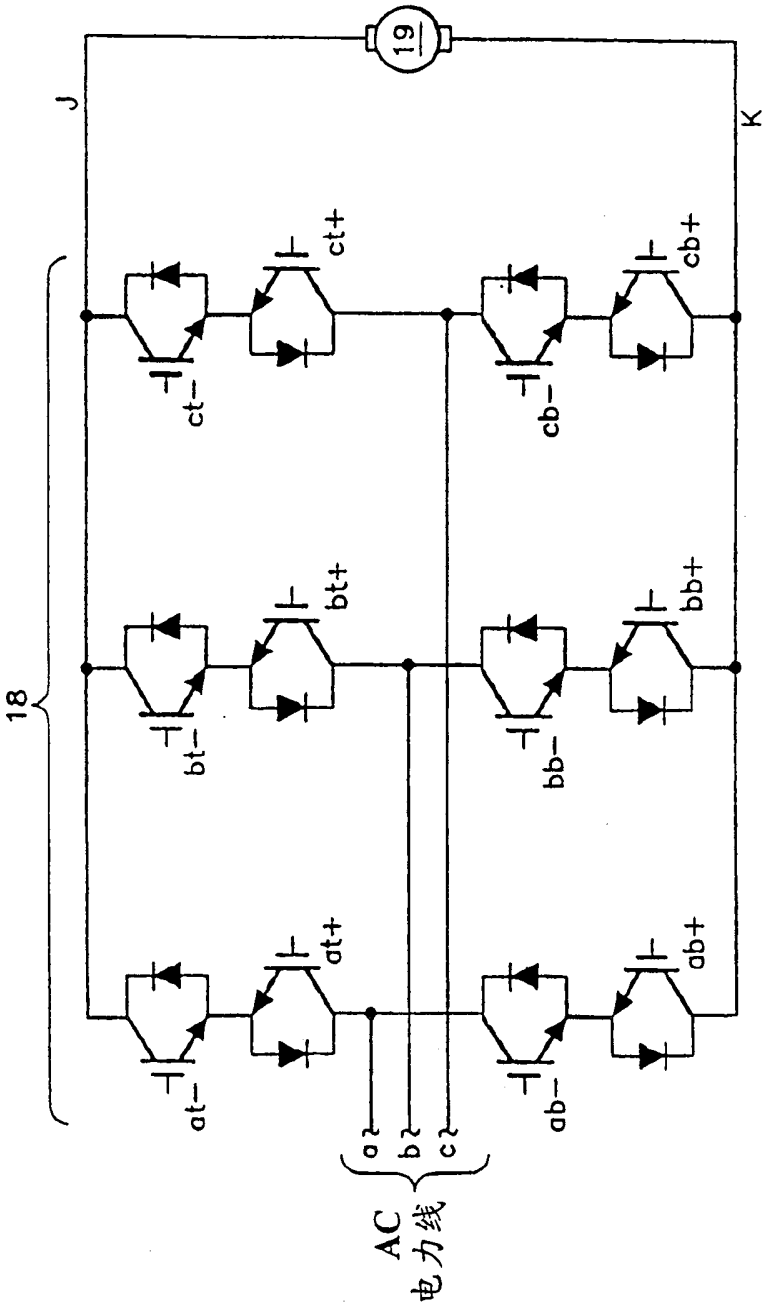
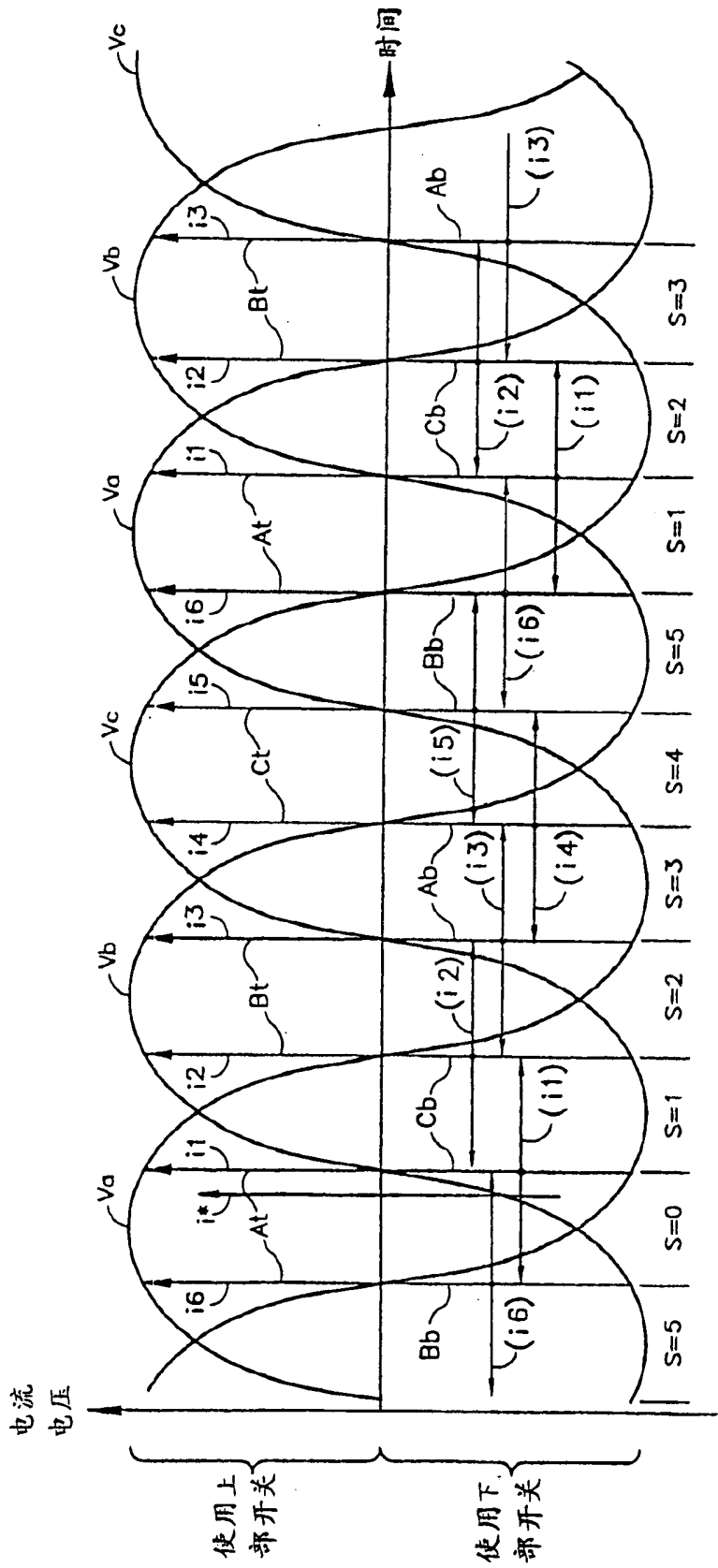
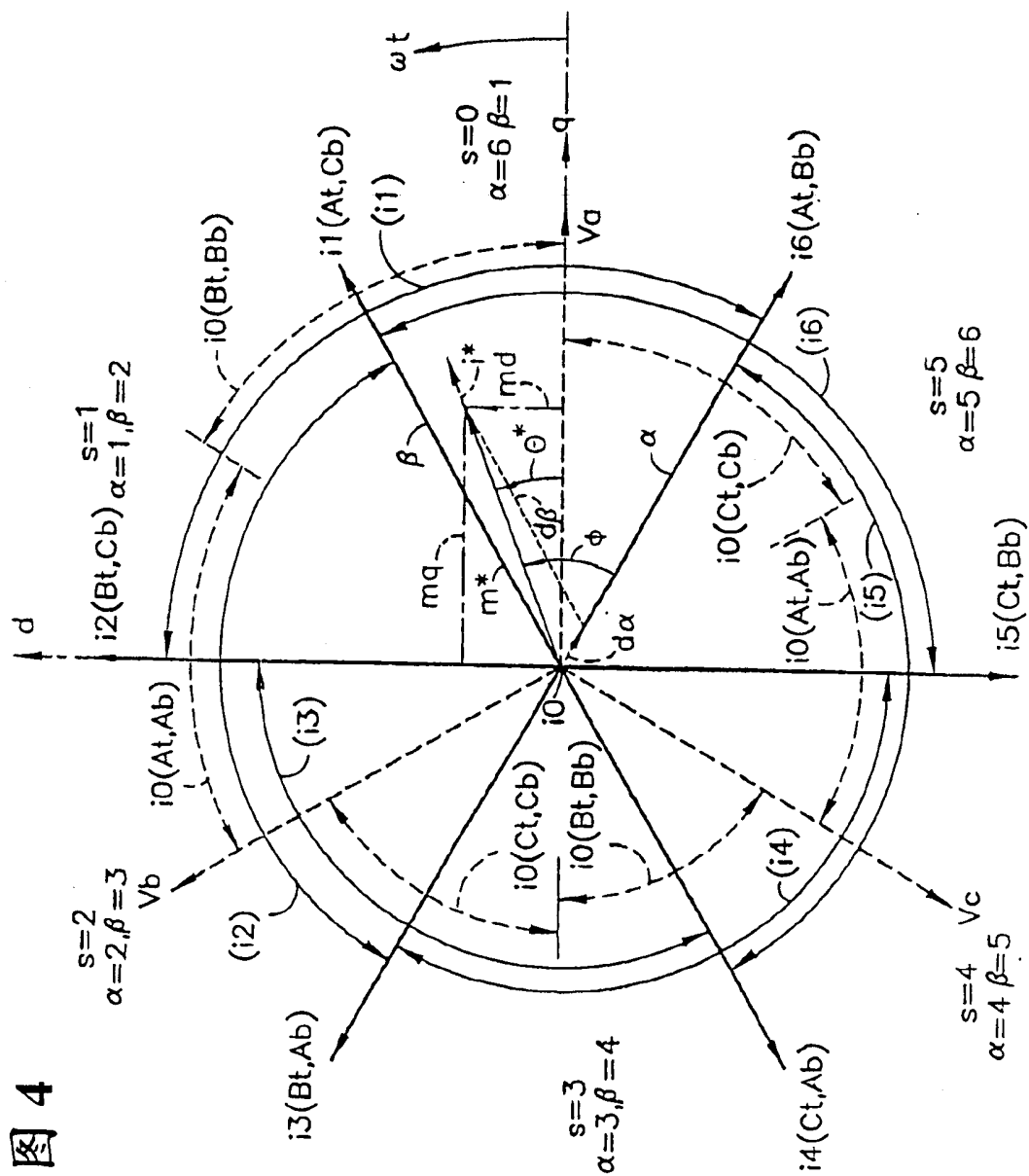


图3





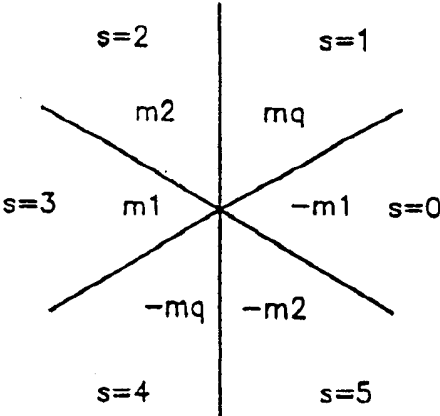


图 5

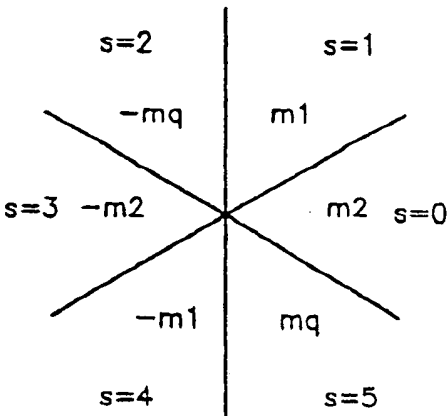


图 6

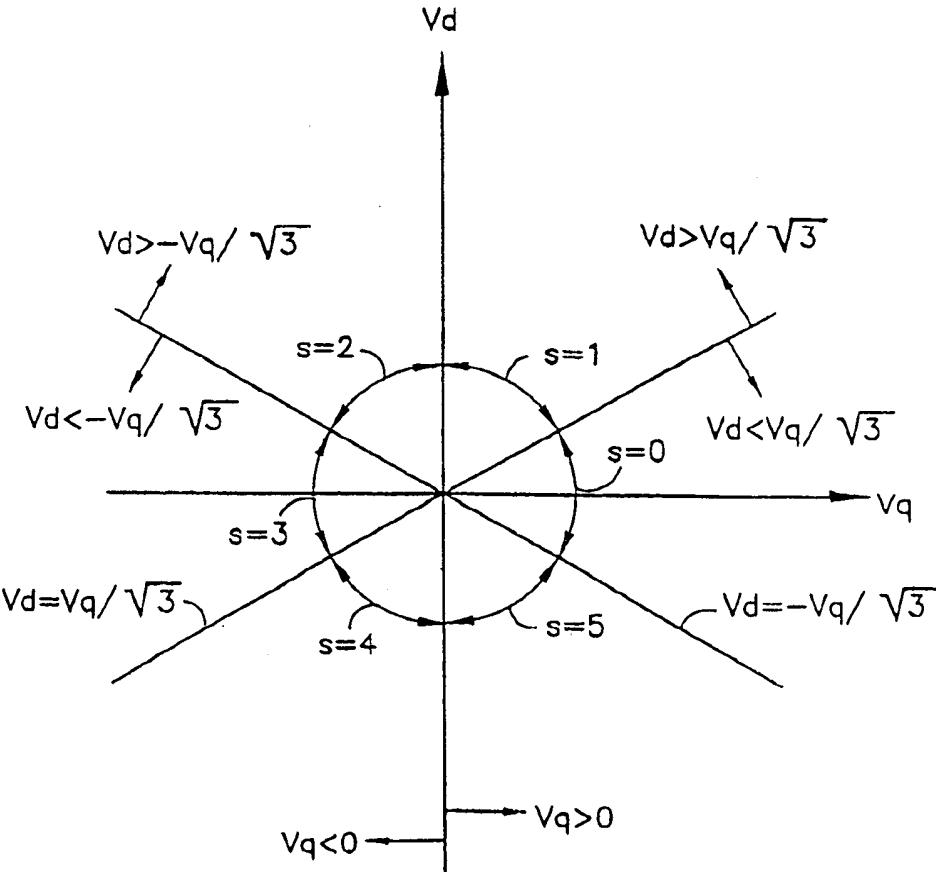


图 7

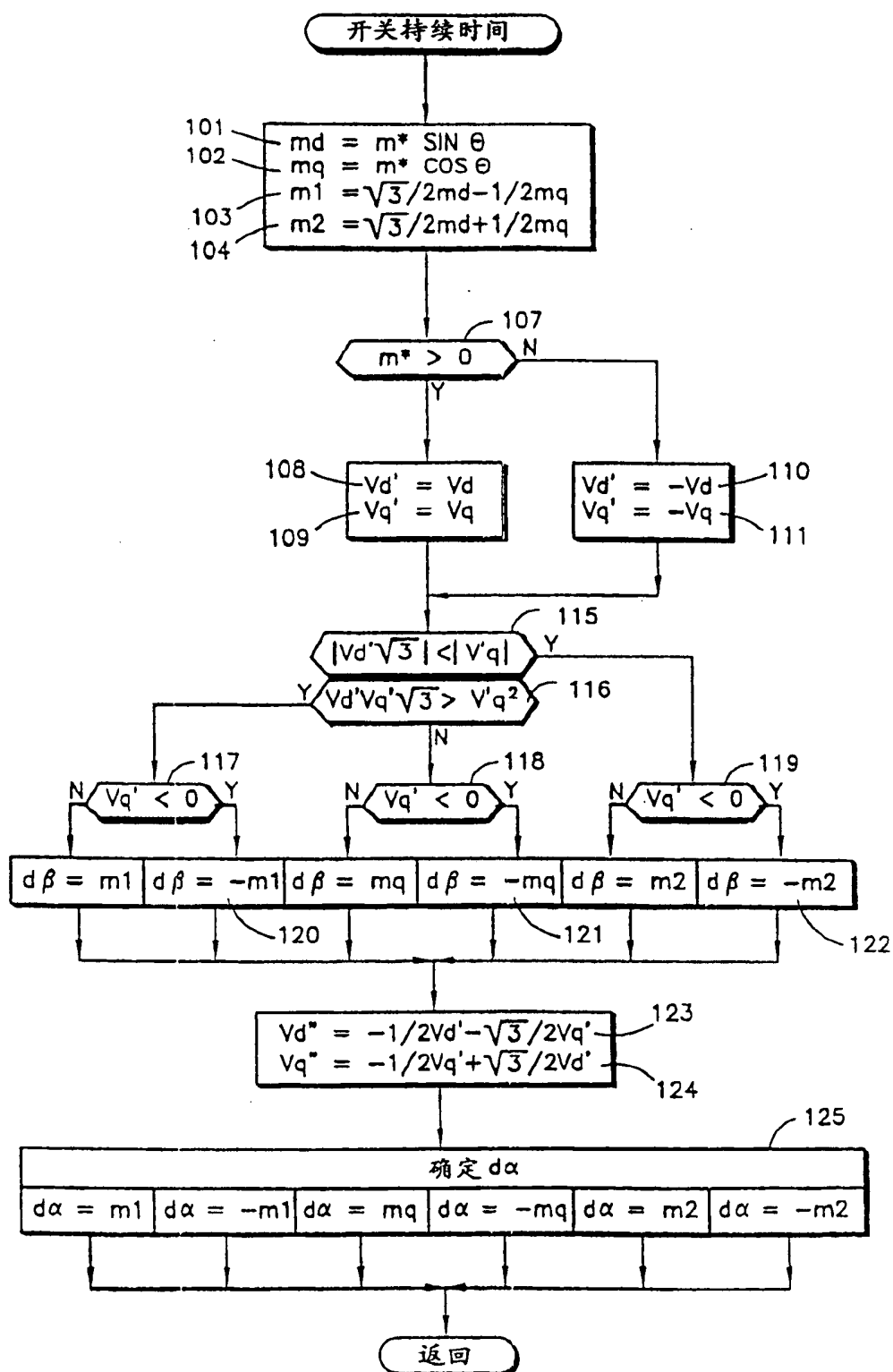


图 8

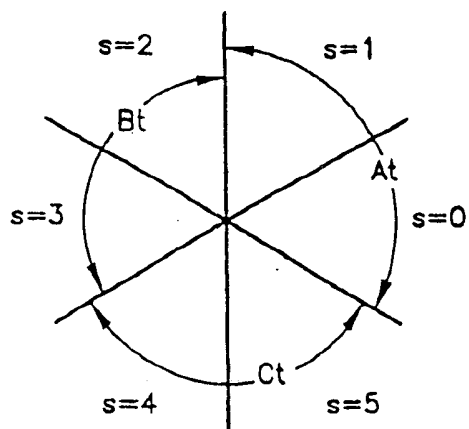
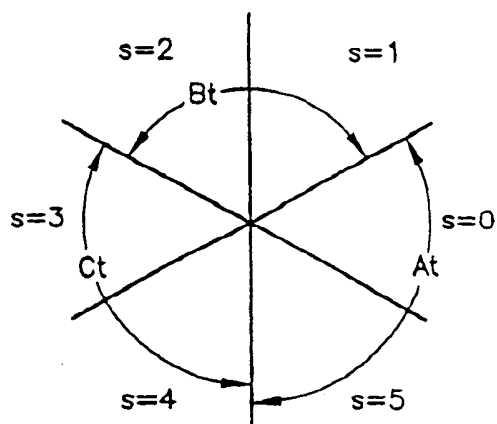
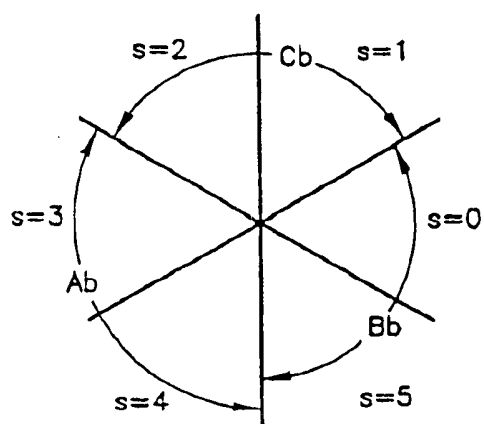
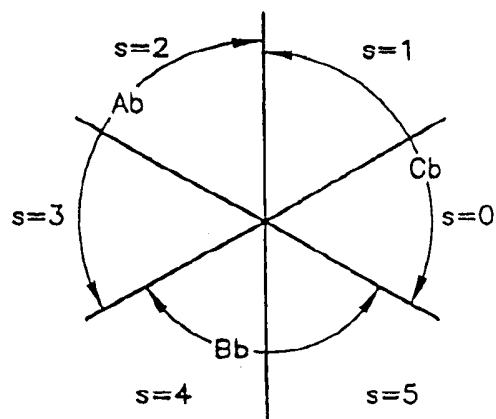
图 9 上部 α 开关图 10 上部 β 开关图 11 下部 α 开关图 12 下部 β 开关

图 13

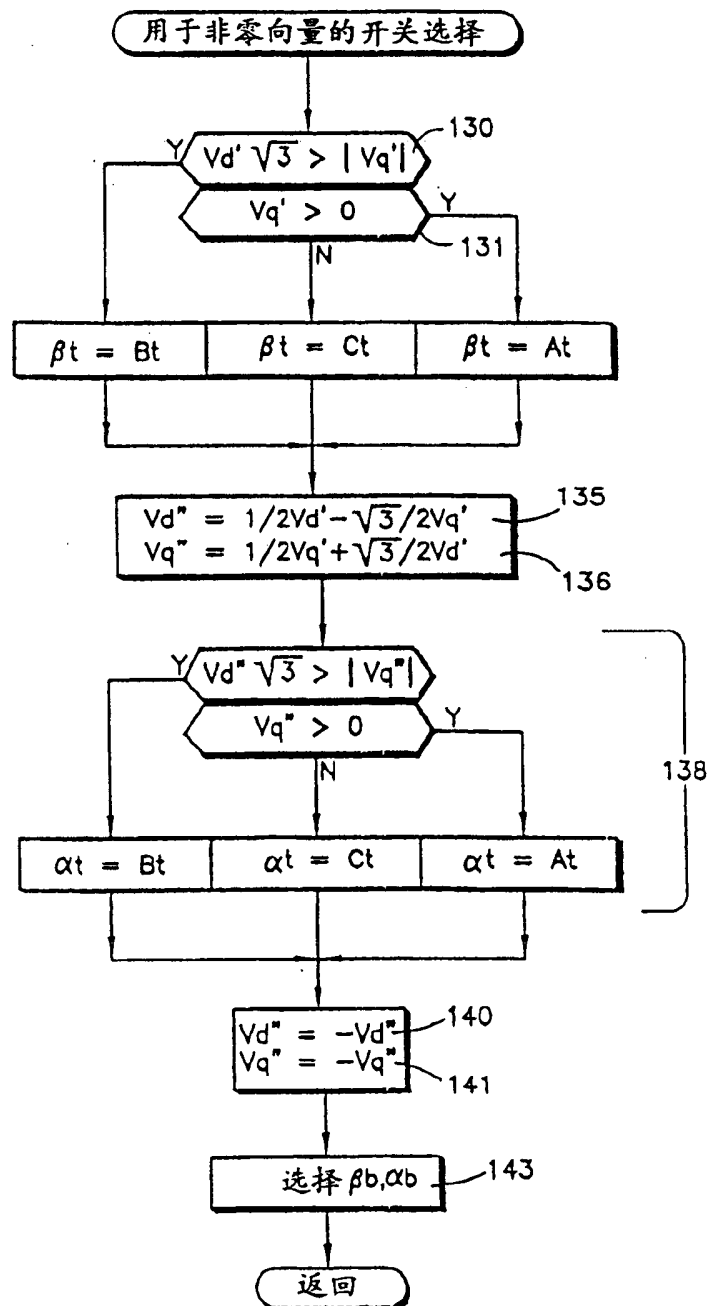


图 14

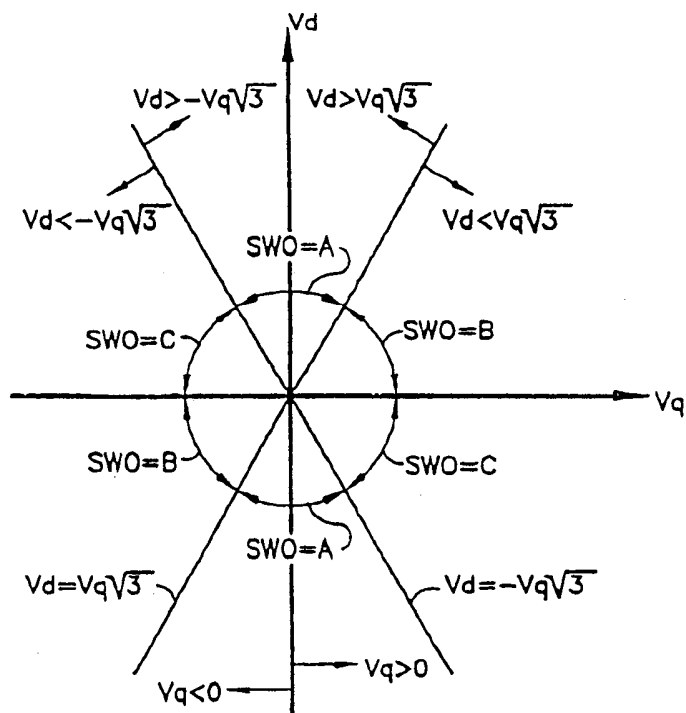


图 15

