



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101286708 B

(45) 授权公告日 2010.12.22

(21) 申请号 200810090903.8

(22) 申请日 2008.04.01

(30) 优先权数据

2007-099992 2007.04.06 JP

(73) 专利权人 日立空调·家用电器株式会社

地址 日本东京

(72) 发明人 李东升 能登原保夫 岩路善尚

栗田佳明

(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 11038

代理人 曲瑞

(51) Int. Cl.

H02M 5/44 (2006.01)

H02M 7/48 (2007.01)

H02M 7/12 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 1665116 A, 2005.09.07, 全文.

JP 2006-333615 A, 2006.12.07, 全文.

WO 2006/038545 A1, 2006.04.13, 全文.

审查员 王璐

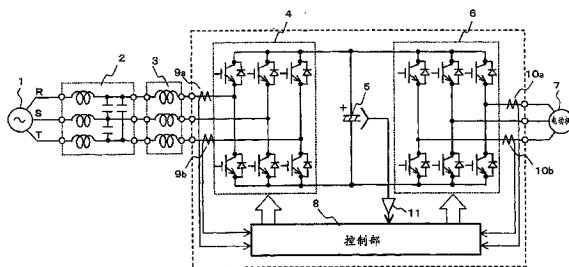
权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图 10 页

(54) 发明名称

转换器·逆变器装置

(57) 摘要

本发明提供一种转换器·逆变器装置,其可以实现直流部的平滑电容器的小电容化,并可以将转换器部和逆变器部的载波频率设置为不同的值。该转换器·逆变器装置具有:将交流变换为直流的转换器电路,其结构为:输入侧经由电抗器与三相交流电源相连接,在输出侧的直流端子之间连接有平滑电容器;连接在直流端子之间、并将直流变换为三相交流的逆变器电路;以及控制转换器电路和逆变器电路的控制单元,其中,通过 PWM 来驱动转换器电路和逆变器电路,并在转换器电路和逆变器电路之间使 PWM 频率同步,将转换器和逆变器中的一方的 PWM 频率设定成另一方的 PWM 频率的 2 倍,并且使设定成 2 倍的电路的 PWM 调制方式为 2 相调制方式。



1. 一种转换器和逆变器装置,其特征在于,具有:

将交流变换为直流的转换器电路,其结构为:输入侧经由电抗器与三相交流电源相连接,在输出侧的直流端子之间连接有平滑电容器;

连接在所述直流端子之间、并将直流变换为三相交流的逆变器电路;以及
控制所述转换器电路和逆变器电路的控制单元,

其中,通过 PWM、即脉宽调制来驱动所述转换器电路和所述逆变器电路,并在所述转换器电路和逆变器电路之间使 PWM 频率同步,将所述转换器或所述逆变器中的一方的 PWM 频率设定成另一方的 PWM 频率的 2 倍,并且使设定成 2 倍的电路的 PWM 调制方式为 2 相调制方式。

2. 如权利要求 1 所述的转换器和逆变器装置,其特征在于,

2 相调制方式是指在基本波周期的 1 个周期期间中,设置 1/3 个周期期间,在该 1/3 个周期期间中不进行 1 相的切换的方式。

3. 如权利要求 1 所述的转换器和逆变器装置,其特征在于,

将所述转换器的 PWM 频率设定为所述逆变器的 PWM 频率的 2 倍。

4. 如权利要求 1 所述的转换器和逆变器装置,其特征在于,

在转换作为 2 相调制方式的特征的中止切换的相时,与该转换的定时一致地,将用于 PWM 的载波信号的相位改变 180° 。

5. 如权利要求 4 所述的转换器和逆变器装置,其特征在于,

所述将相位改变 180° 的载波信号是转换器的载波信号。

6. 如权利要求 4 所述的转换器和逆变器装置,其特征在于,

作为所述用于 PWM 的载波信号的发生单元,利用微处理器的内部计时器或计数器,并将所述计时器或计数器设置为 0,或对其进行预先设置。

7. 如权利要求 1 所述的转换器和逆变器装置,其特征在于,

在转换 2 相调制方式的中止切换的相时,与该转换的定时相一致地,改变用于 PWM 的载波信号的周期。

8. 如权利要求 7 所述的转换器和逆变器装置,其特征在于,

所述改变周期的载波信号是转换器的载波信号。

9. 如权利要求 7 所述的转换器和逆变器装置,其特征在于,

作为所述用于 PWM 的载波信号的发生单元,利用微处理器的内部计时器或计数器,并调整所述计时器或计数器的周期。

10. 如权利要求 3 所述的转换器和逆变器装置,其特征在于,

在转换作为 2 相调制方式的特征的中止切换的相时,与该转换的定时相一致地,改变逆变器的用于 PWM 的载波信号的周期。

转换器·逆变器装置

技术领域

[0001] 本发明涉及转换器·逆变器装置。

[0002] 背景技术

[0003] 目前,具有用于从三相交流变换为直流的 PWM 转换器装置和为了驱动三相交流电动机而将直流变换为交流的逆变器装置的电动机驱动系统得到广泛普及。

[0004] 在这种系统中,为了抑制中间直流电压的变动,通常设置大电容的平滑电容器。作为平滑电容器使用的电解电容器的体积大,故成为装置小型化的障碍。另外,电解电容器的充放电电流大时,存在内部发热等现象,从而影响装置的使用寿命。

[0005] 目前,为了实现平滑电容器的小电容化,例如象在专利文献 1 中记载的那样,提出了如下方法:通过检测来自转换器电路的直流电流和流向逆变器电路的直流电流、或者流向平滑电容器的电流,将电容器电流控制为 0。

[0006] 另外,专利文献 2 公开了如下方式:作为减小平滑电容器的瞬时充放电电流的方法,使转换器电路和逆变器电路的 PWM 载波同步。

[0007] 专利文献 1:日本特开 2006-67754 号公报

[0008] 专利文献 2:日本特开平 4-121065 号公报

[0009] 发明内容

[0010] 采用专利文献 1 的方式,可以降低流经平滑电容器的电流的平均值,但是无法减少脉冲状的瞬时充放电电流。换句话说,若采用上述方法,则在使平滑电容器小电容化的同时,虽然可以抑制平均的直流电压变动,但是无法解决由于瞬时充放电电流而导致的电容器的发热或寿命缩短等问题。

[0011] 另外,采用专利文献 2 的方式可以减少平滑电容器的瞬时充放电电流,但是需要将转换器电路的 PWM 频率设定成与逆变器电路相同。

[0012] 一般来讲,希望与转换器电路的交流侧连接的电抗器尽可能小,从而该电抗器被设计成比与逆变器连接的电动机的线圈电感还小。因此,为了减少纹波电流成分,需要将转换器电路的 PWM 频率设定成比逆变器电路的 PWM 频率高。

[0013] 另外,在空调机的压缩机驱动中使用转换器·逆变器系统时,作为压缩机的电动机控制,希望通过降低 PWM 载波频率来提高效率,同时转换器侧为了实现 AC 电抗器的小型化,希望较高地设定载波频率。

[0014] 另外,在交流电源电压高时(例如 400V 的电源),希望将输出直流电压抑制得较低,为此作为 PWM 方式希望使用动作范围宽的 2 相调制方式。

[0015] 如上所述,要求在转换器和逆变器之间设定成使载波频率不同,并且要求在转换器侧采用 2 相调制方式,同时,还非常期望可以减小平滑电容器的电容的技术。而对比文件 2 的方式无法应对这些需求。

[0016] 本发明的目的在于实现如下的转换器·逆变器装置:通过减少流向平滑电容器的瞬时充放电电流,可以实现直流部分的平滑电容器的小电容化和低发热化,并且可以将转换器部分和逆变器部分的载波频率设定为不同的值。

- [0017] 本发明的一种转换器·逆变器装置具有：
- [0018] 将交流变换为直流的转换器电路，其结构为：输入侧经由电抗器与三相交流电源相连接，且输出侧的直流端子之间连接有平滑电容器；
- [0019] 连接在所述直流端子之间、并将直流变换为三相交流的逆变器电路；以及
- [0020] 控制所述转换器电路和逆变器电路的控制单元，
- [0021] 其中，通过 PWM（脉宽调制）驱动所述转换器电路和所述逆变器电路，并在所述转换器电路和逆变器电路之间使所述 PWM 频率同步，将所述转换器或所述逆变器中的一方的 PWM 频率设定成另一方的 PWM 频率的 2 倍，并且使设定成 2 倍的电路的 PWM 调制方式为 2 相调制方式。
- [0022] 通过采用本发明，可以实现如下的转换器·逆变器装置：可以实现直流部分的平滑电容器的小电容化和低发热化，并且可以将转换器部分和逆变器部分的载波频率设置成不同的值。

附图说明

- [0023] 图 1 是示出本发明的第一实施例的转换器·逆变器装置的构成图。
- [0024] 图 2 是本发明的第一实施例的转换器控制框图。
- [0025] 图 3 是本发明的第一实施例的逆变器控制框图。
- [0026] 图 4 是逆变器和转换器的电压指令和载波波形。
- [0027] 图 5 是逆变器和转换器的电压指令、载波和电流波形。
- [0028] 图 6 是逆变器和转换器的电压指令、载波和电流波形。
- [0029] 图 7 是逆变器和转换器的电压指令、载波和电流波形。
- [0030] 图 8 是将转换器的载波相位转换 180° 的方法的说明图。
- [0031] 图 9 是示出本发明的第二实施例的转换器·逆变器装置的构成图。
- [0032] 图 10 是示出本发明的第二实施例的转换器·逆变器模块的构成图。
- [0033] 符号说明
- [0034] 1 交流电源
- [0035] 2 纹波滤波器
- [0036] 3 电抗器
- [0037] 4 转换器电路
- [0038] 5 平滑电容器
- [0039] 6 逆变器电路
- [0040] 7 电动机
- [0041] 8 控制部
- [0042] 9 输入电流检测器
- [0043] 10 输出电流检测器
- [0044] 11 直流电压检测器
- [0045] 12 电压控制器
- [0046] 13、16 矢量控制器
- [0047] 14 转换器的载波发生器

- [0048] 15 电流控制器
- [0049] 17 逆变器的载波发生器
- [0050] 18 模块基板

具体实施方式

[0051] 下面,利用图 1 至图 8 说明本发明的第一实施例。

[0052] (第一实施例)

[0053] 图 1 中示出本发明的实施例的电动机驱动用转换器·逆变器装置的构成图。

[0054] 如图 1 所示,转换器·逆变器装置具有:经由纹波滤波器 2 和电抗器 3 与三相交流电源 1 相连接的转换器电路 4;与转换器的直流输出端子相连接的平滑电容器 5 和逆变器电路 6;电动机 7;控制所述转换器电路 4 和所述逆变器电路 6 的控制部 8;检测输入电流和输出电流的电流检测器 9a、9b、10a、10b;以及直流电压检测器 11。另外,控制部 8 使用微型计算机或 DSP(数字信号处理器)等半导体运算元件。

[0055] 图 2 中示出所述转换器·逆变器装置中的控制部 8 内的与“转换器控制”相关的构成图。电压控制器 12 利用来自所述直流电压检测器 11 的电压信号 (E_d) 与直流电压指令值 (E_d^*) 的偏差生成 q 轴电流指令值 ($i_{q_cnv}^*$)。接着,将来自所述输入电流检测器 9a、9b 的检测信号变换为 dq 坐标轴上的值,求出与各自的指令值 ($i_{d_cnv}^*$)、($i_{q_cnv}^*$) 之间的偏差,并通过矢量控制器 13 算出 dq 轴上的指令电压。为了将输入电流的无效电流成分最小化,使 d 轴电流指令值 ($i_{d_cnv}^*$) 为 0。最后,利用 dq 轴的指令电压和相位信息 (θ_{dc_cnv}) 生成转换器的三相电压指令,并通过与来自载波发生器 14 的载波相比较,输出各 PWM 脉冲信号。

[0056] 图 3 示出所述转换器·逆变器装置中的控制部 8 内的与“逆变器控制”相关的构成图。与图 2 的构成相同,将来自所述输出电流检测器 10a、10b 的检测信号变换为 dq 坐标轴上的值,求出与各自的指令值 ($i_{d_inv}^*$)、($i_{q_inv}^*$) 之间的偏差,并通过电流控制器 15a、15b 以及矢量控制器 16 算出 dq 轴的指令电压。利用 dq 轴的指令电压和相位信息 (θ_{dc_inv}),生成三相输出电压指令,并通过与来自载波发生器 17 的载波相比较,输出各 PWM 脉冲信号。

[0057] 这里,将所述转换器电路的 PWM 频率设定为所述逆变器电路的 PWM 频率的 2 倍。由此,转换器电路的 PWM 频率高,故可以实现所述纹波滤波器 2 和电抗器 3 的小型化并减小输入电流纹波。另外,为了减小切换损失,在转换器电路的 PWM 控制中采用 2 相调制。该 2 相调制方式是在基本波周期的 1 个周期期间中,在大致 1/3 个周期期间不进行 1 相的切换的方式,其用于减小切换损失。

[0058] 另外,该 2 相调制方式如图 4 的上面部分所示,指令值的波形大致正负对称。

[0059] 另外,逆变器电路的 PWM 控制可以采用 3 相调制或 2 相调制(线间调制)。在本实施例中利用 3 相调制(模式化调制)进行说明。

[0060] 图 4 中示出使用上述 PWM 调制方法时的转换器电路的载波和 1 相的指令值、以及逆变器电路的载波和 1 相的指令值波形。

[0061] 在图 5 中,示出使用上述 PWM 调制方法时的 (a) 逆变器电路的载波和逆变器的三相电压指令;(b) 从平滑电容器流向逆变器电路的放电电流;(c) 转换器电路的载波和转换

器的三相电压指令；(d) 从转换器电路流向平滑电容器的充电电流；以及 (e) 流向平滑电容器的充放电电流波形。

[0062] 如图 5 所示, 来自转换器电路的充电电流和流向逆变器电路的放电电流利用 PWM 控制信号成为脉冲状的电流。另外, 从平滑电容器流向逆变器电路的放电电流脉冲对应于逆变器电路的电压指令的最大值或最小值与载波的交点。同样, 从转换器电路流向平滑电容器的充电电流脉冲对应于转换器电路的电压指令的最大值或最小值与载波的交点。

[0063] 如图 5 所示, 通过采用上述 PWM 控制方法, 可以使两个电流脉冲 (充电电流脉冲、放电电流脉冲) 同步, 因此可以减少流向平滑电容器的充放电电流。由此, 可以实现平滑电容器的小电容化和长寿命化。

[0064] 但是, 在上述 PWM 控制方法中, 有时会由于条件的原因而无法使充电电流脉冲和放电电流脉冲始终同步。图 6 中示出仅使用上述 PWM 控制方法时的 (a) 逆变器电路的载波和逆变器电路的三相电压指令；(b) 转换器电路的载波和转换器电路的三相电压指令；(c) 从转换器电路流向平滑电容器的充电电流；(d) 从平滑电容器流向逆变器电路的放电电流；以及 (e) 流向平滑电容器的充放电电流波形。

[0065] 如图 6 所示, 在两个电流脉冲同步时 (右边部分), 流向平滑电容器的充放电电流小, 而在不同步时 (左边部分), 流向平滑电容器的充放电电流大。

[0066] 这个问题起因于转换器电路的 PWM 控制中的 2 相调制方式。在 2 相调制方式中, 相对于一个周期期间存在大致 $1/3$ 个期间的中止切换的期间。为了实现该“切换的中止”, 使各相的电压指令交互饱和。在达到该饱和状态的相转换的时刻, 电流脉冲的相位发生变化, 无法取得流向平滑电容器的充放电电流脉冲的同步。

[0067] 因此, 为了使上述充电电流脉冲和放电电流脉冲始终同步, 采用在转换器电路的 2 相调制的电压饱和的转换点 (转换作为 2 相调制方式的特征的中止切换的相的点), 将转换器电路的 PWM 载波信号的相位转换 180° 的方法。

[0068] 为了比较, 在图 7 中示出采用上述转换方法的情况下的波形。与图 6 的电流波形相比可知, 平滑电容器的充电电流脉冲和放电脉冲始终同步, 并且流向平滑电容器的充放电电流变小。

[0069] 作为改变在 PWM 控制中使用的载波信号的相位的方法, 如图 8 所示, 具有六个图形。在图 8(a) 和 (b) 中, 示出通过修正转换器电路的载波的相位 (实际上是将微型计算机的 PWM 输出计时器的周期计数值设为 0 或对其进行预设), 将相位转换 180° 的方法。

[0070] 在图 8(c) 和 (d) 中, 示出通过缩短或延长转换器电路的载波的 1 个周期, 来将相位转换 180° 的方法 (实际上是通过调整微处理器的计时器或计数器的周期 (缩短或延长), 来调节载波信号的周期)。

[0071] 在图 8(e) 和 (f) 中, 示出通过缩短或延长逆变器电路的载波的 1 个周期, 来将相位转换 180° 的方法。在实际的使用时, 只要根据控制电路的规格来选择容易实现的图形即可。可以每次选择使用多个图形。

[0072] 在将本发明的转换器·逆变器装置适用于空调机的压缩机电动机驱动的情况下, 通过将转换器电路的三角波载波频率设定为逆变器电路的 2 倍, 并将转换器侧设为上述的 2 相调制方式, 来实现可以减小平滑电容器电容的系统。这种情况下, 转换器的载波频率是逆变器的 2 倍, 但是由于采用 2 相调制, 故在 $1/3$ 个期间中止切换, 其结果成为 1.33 倍 (=

2×2/3) 的平均切换频率。实际上,在转换电压饱和相时,由于切换次数不同,因此可以考虑 1.2-1.5 倍左右的差异。

[0073] 在本实施例中,将转换器电路的三角波载波频率设定为逆变器电路的 2 倍,但是也可以根据实际的应用,与上述设定方法相反地将逆变器电路的三角波载波频率设定为转换器电路的 2 倍。这种情况下,若使上述的转换器电路的逆变器电路的控制方法相反,则可以得到相同的减少纹波电流的效果。

[0074] (第二实施例)

[0075] 图 9 中,作为本发明的第二实施例,示出电动机驱动用的转换器·逆变器装置的另一个例子的构成图。在图 10 中,作为本发明的产品的最终形态的一个例子,示出将图 9 的转换器·逆变器装置模块化的构成。在控制部基板 21 上配置控制电路的电源、控制微型计算机、检测电路、功率系统的开关元件(IGBT 模块),若将其模块化,则可以实现小型化,同时可以削减装置成本。

[0076] 上述装置与图 1 示出的装置的不同部分在于交流电流的检测方法。这里,代替直接检测三相电流,通过分流电阻检测转换器电路和逆变器电路的两个母线电流,并在考虑到各变换器的开关状态后,在微型计算机内分别进行三相交流电流的再现处理。另外,图 9 示出的方法利用分流电阻检测母线电流,但实际上并不局限于分流电阻,也可以利用电流传感器等。根据本实施方式,与第一实施例相比,可以省略电流传感器。

[0077] 在上述电流检测方法以外,其他的控制部分采用与第一实施例相同的方法。

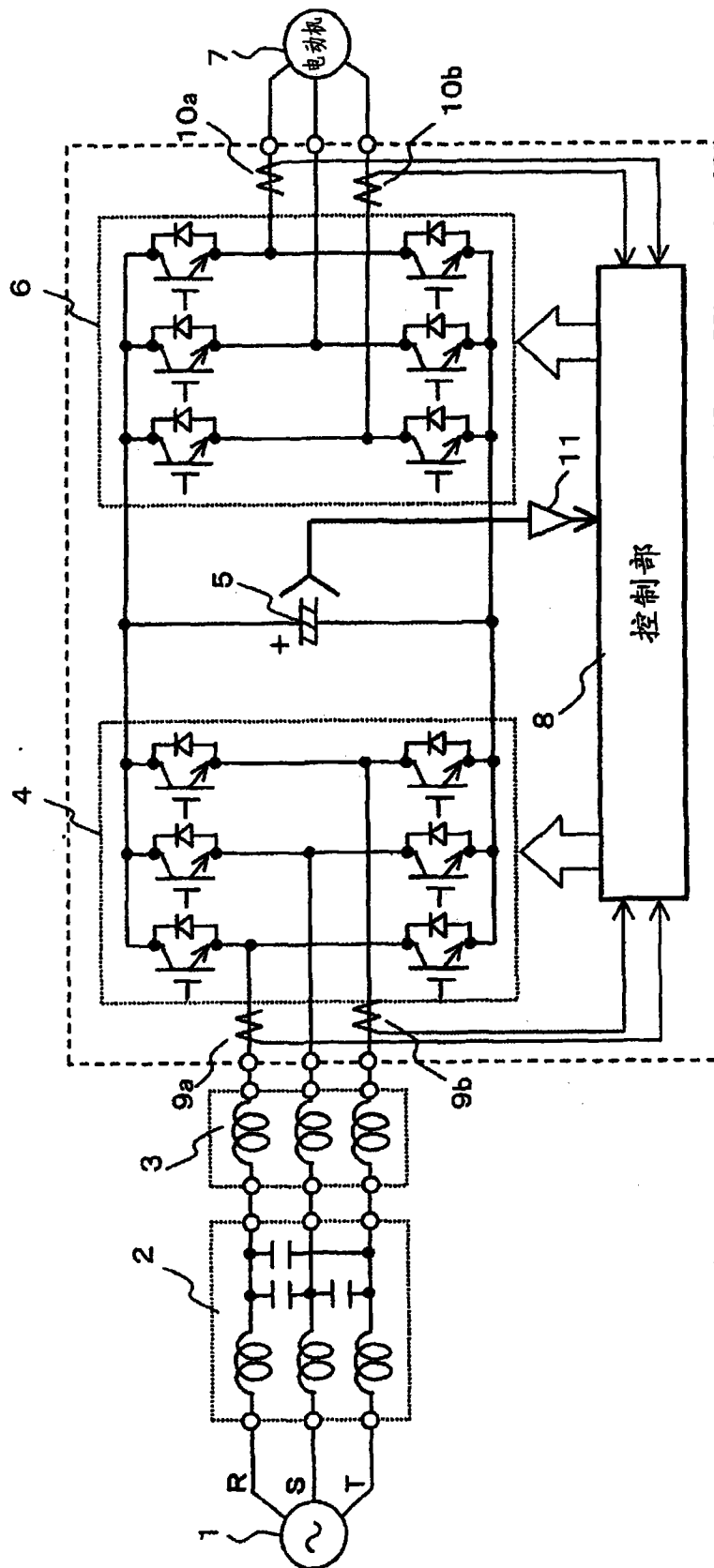


图1

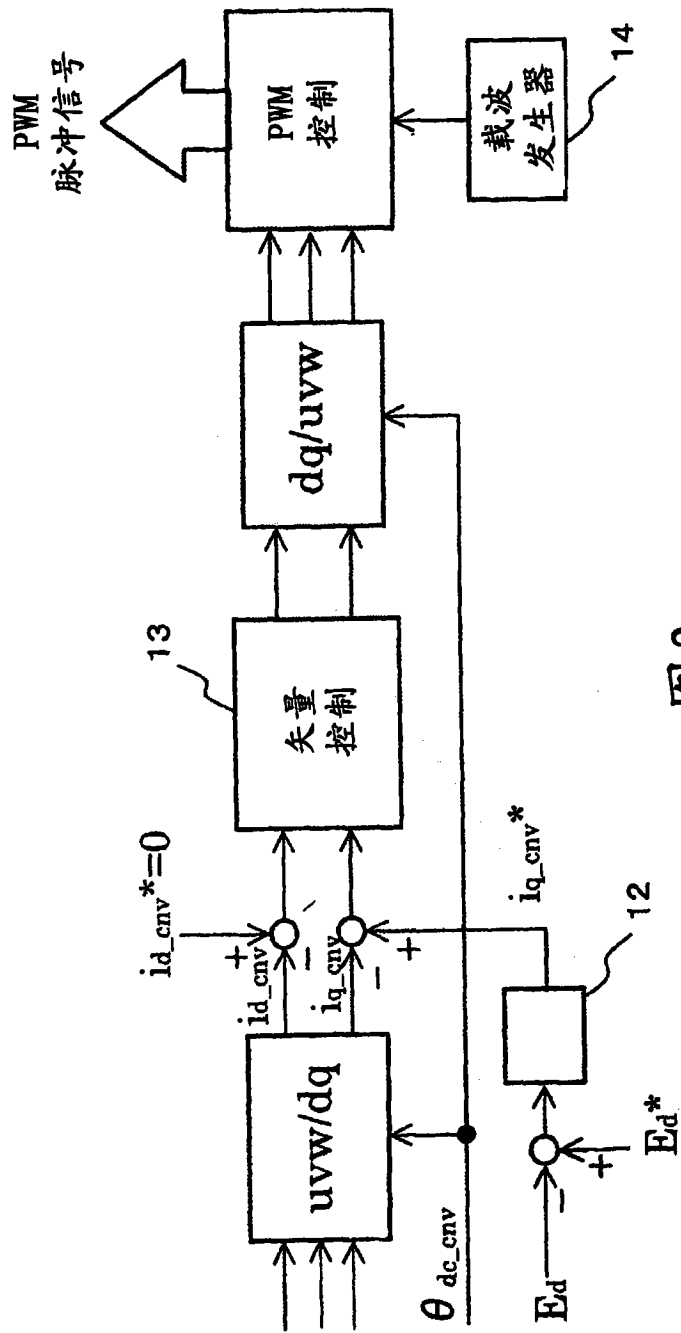


图2

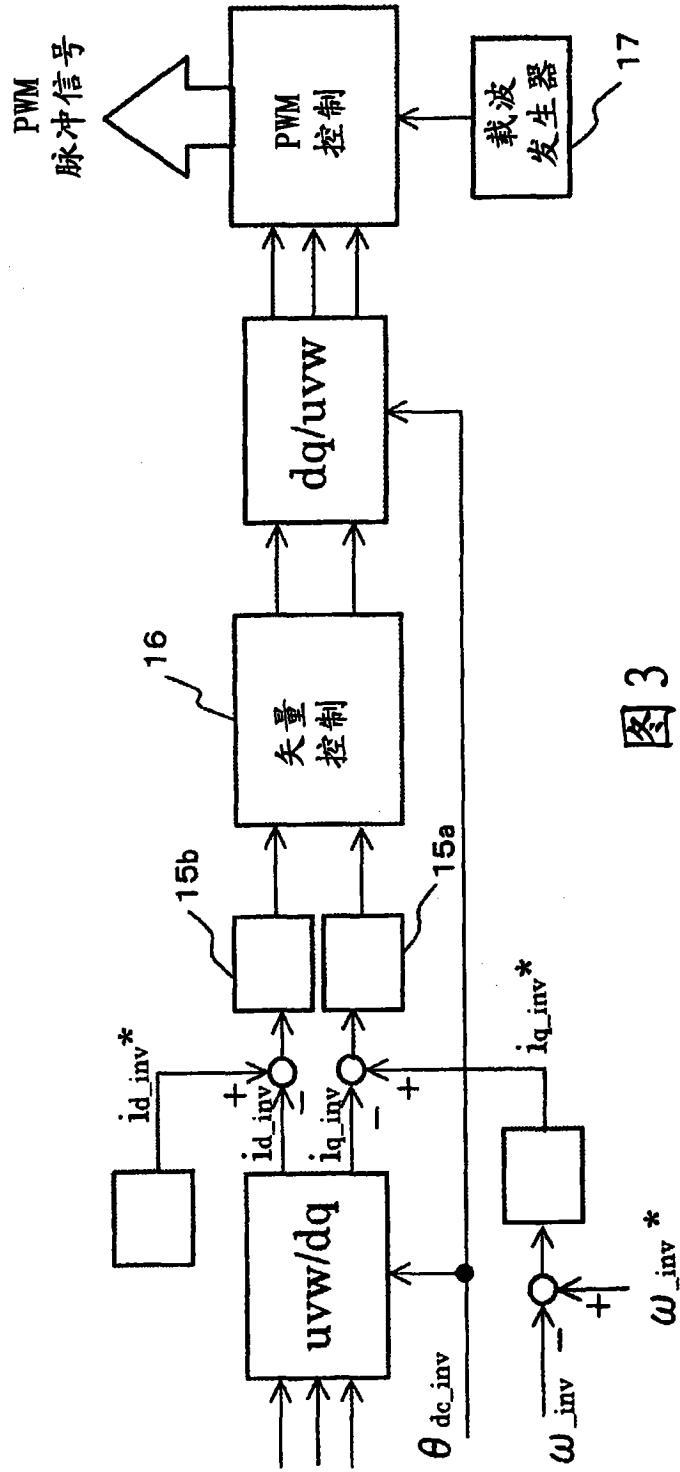


图 3

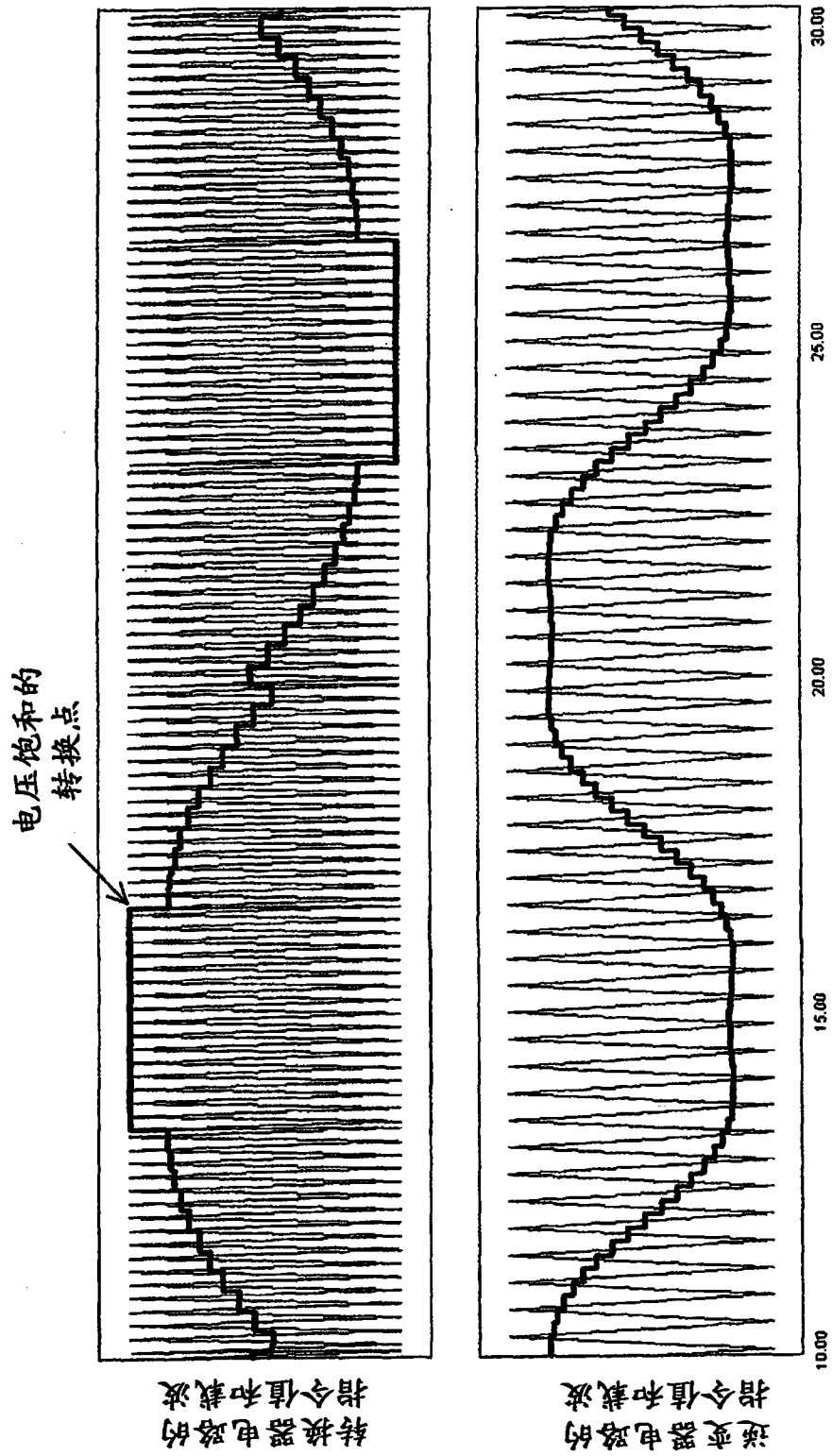


图 4

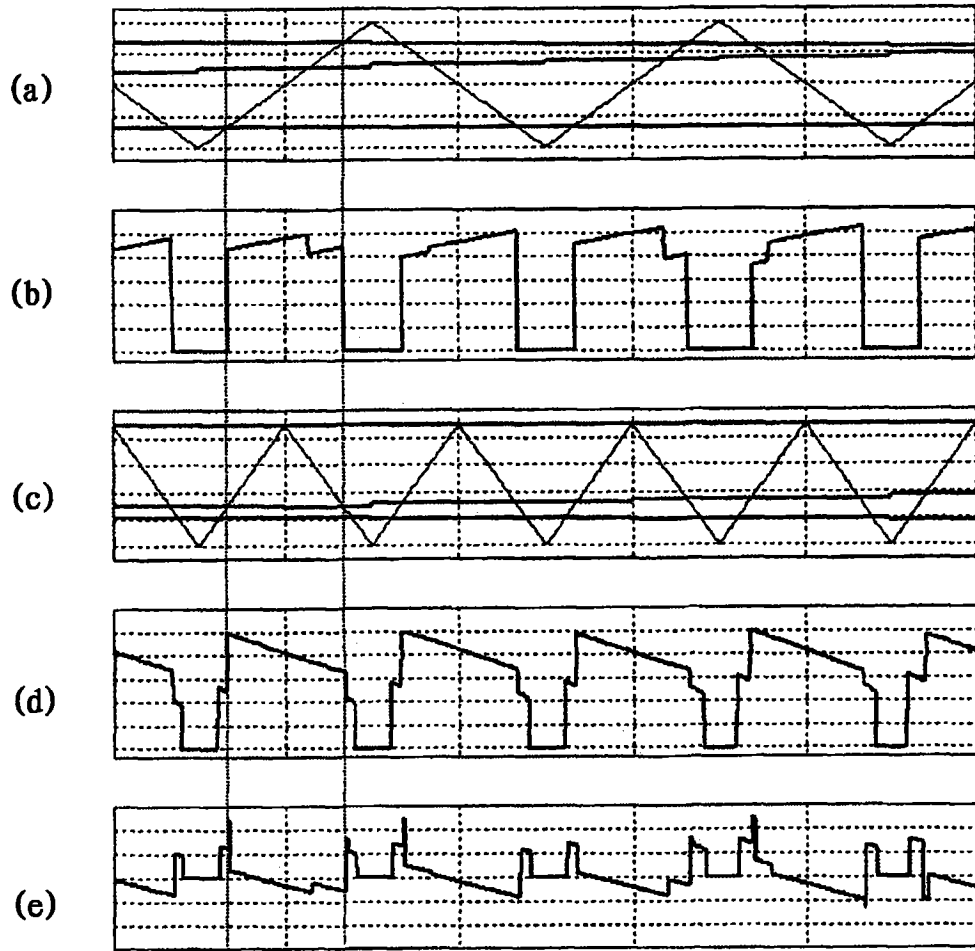


图 5

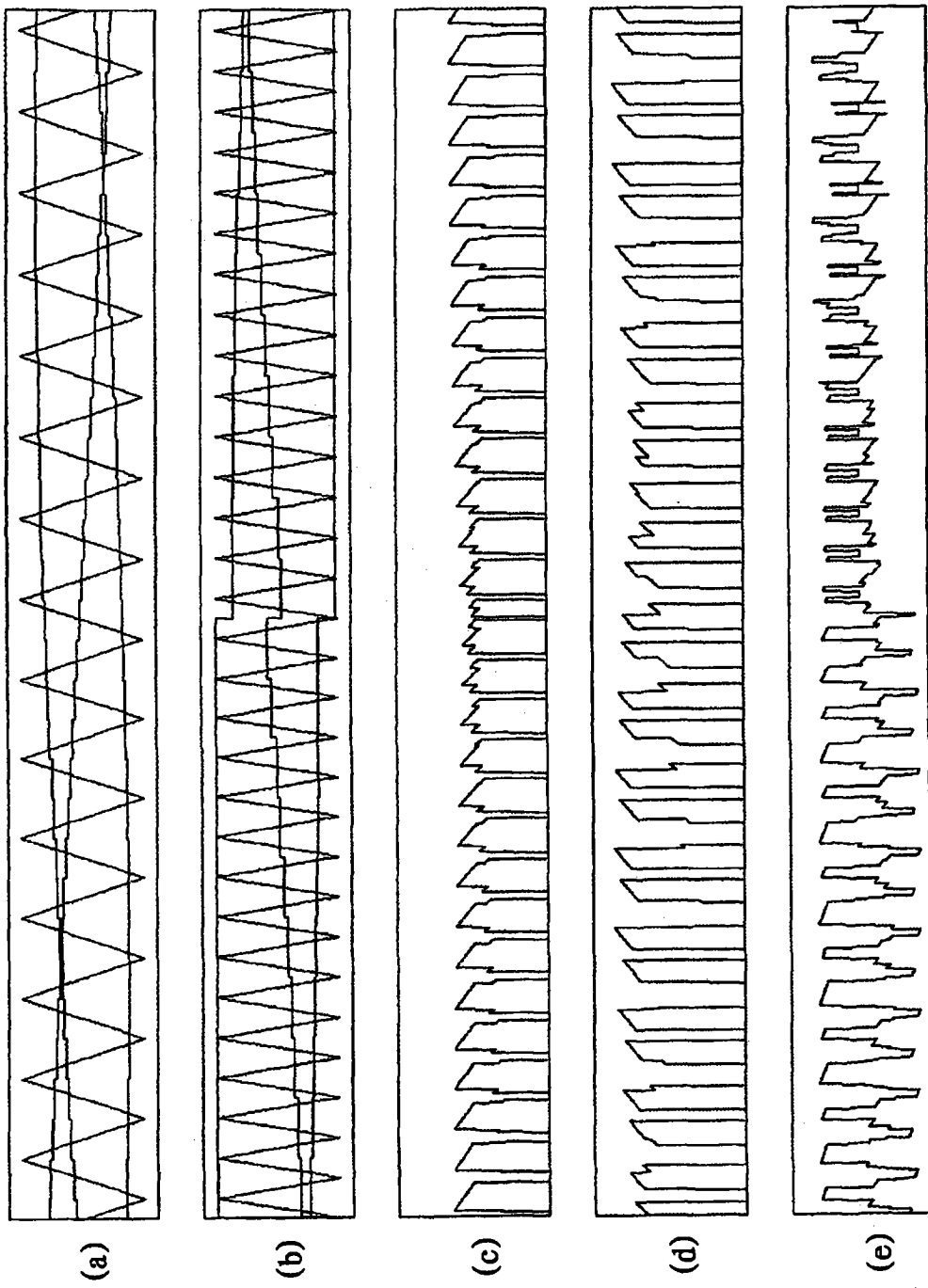


图6

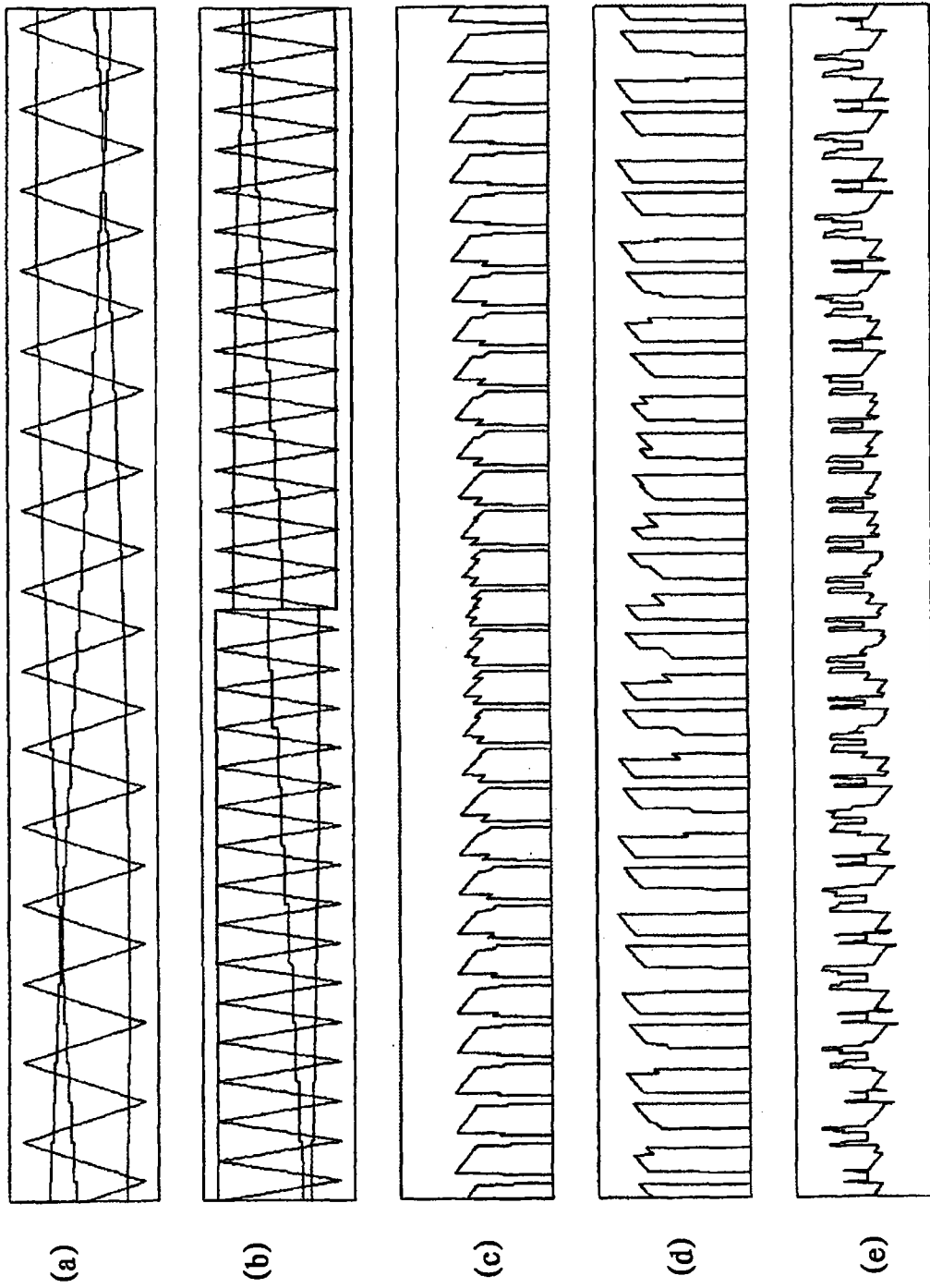


图7

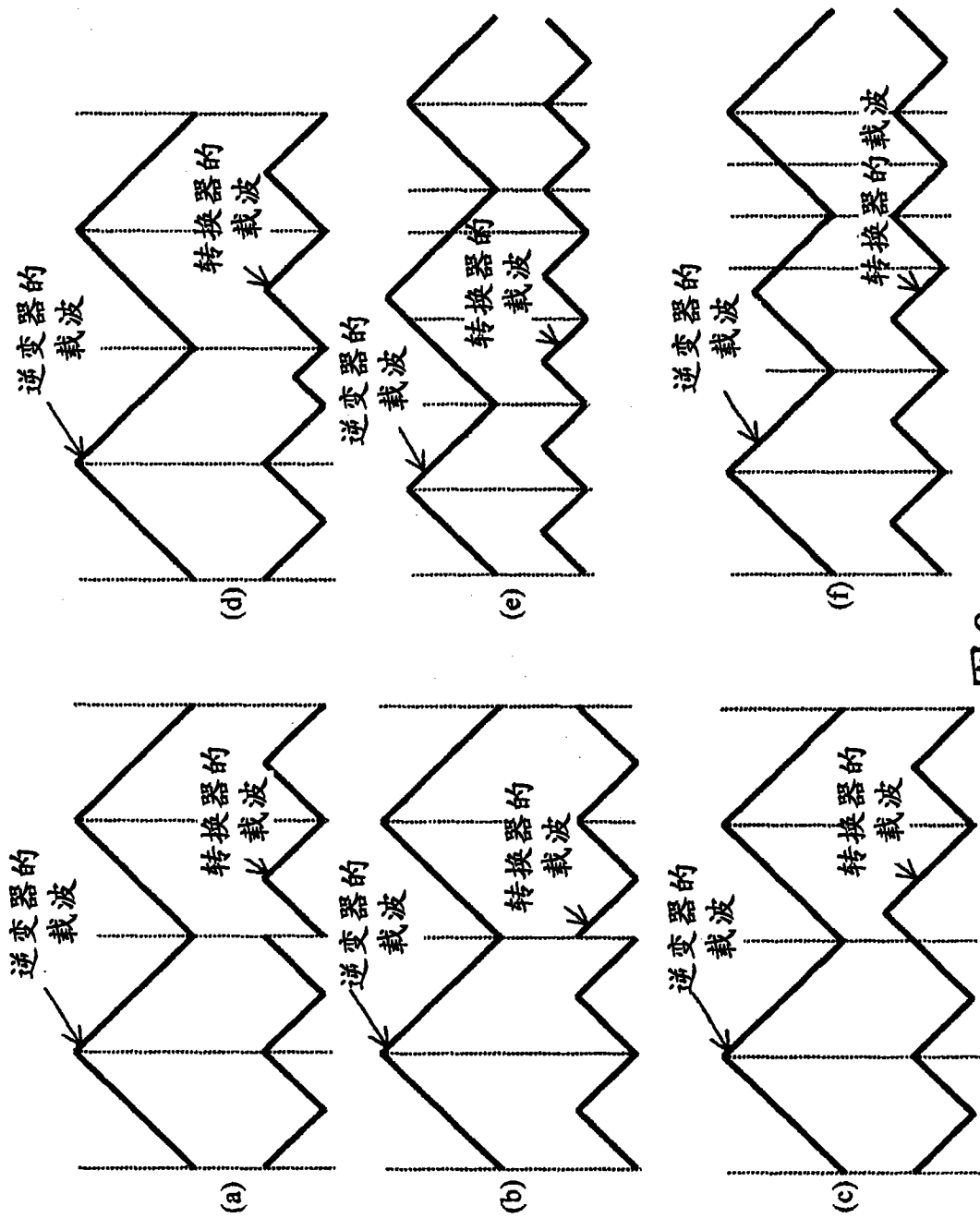


图8

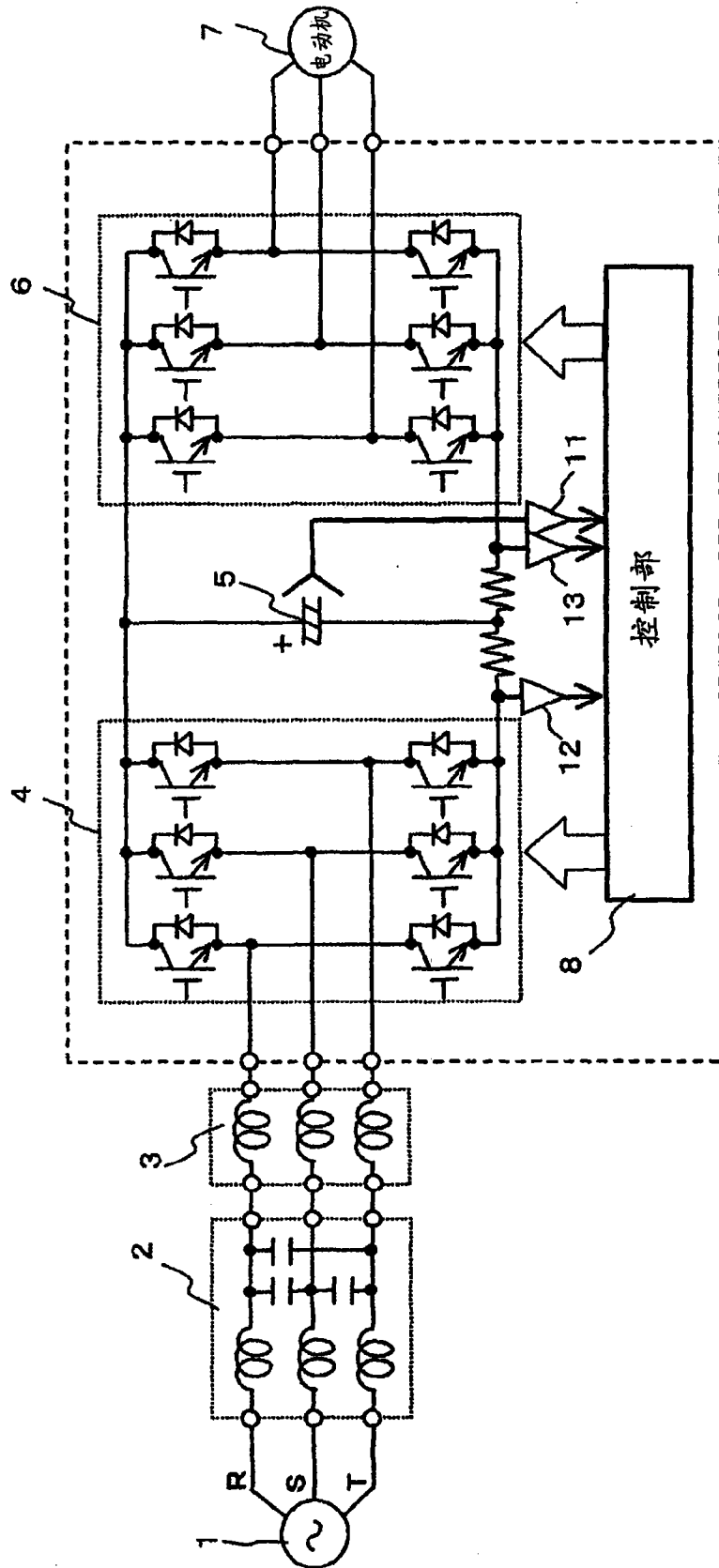


图9

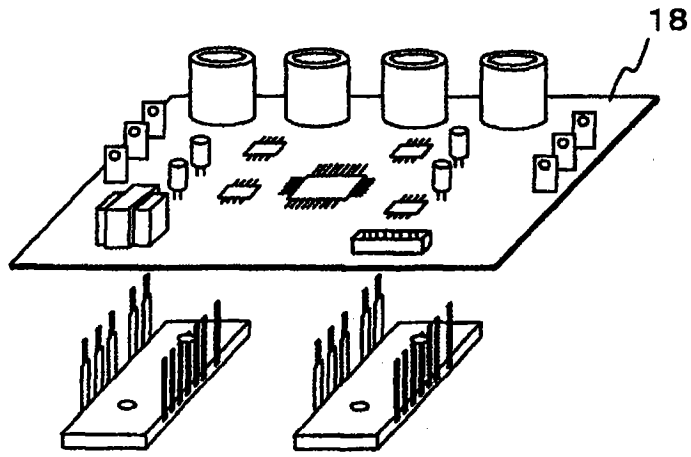


图 10