



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102474192 B

(45) 授权公告日 2014. 09. 10

(21) 申请号 201080035825. 7

(22) 申请日 2010. 05. 07

(30) 优先权数据

2009-195097 2009. 08. 26 JP

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2012. 02. 13

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2010/003144 2010. 05. 07

(87) PCT国际申请的公布数据

W02011/024351 JA 2011. 03. 03

(73) 专利权人 大金工业株式会社

地址 日本大阪府大阪市

(72) 发明人 藤田崇之 榊原宪一

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

11127

代理人 李辉 黄纶伟

(51) Int. Cl.

H02M 5/458(2006. 01)

H02M 7/219(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101421911 A, 2009. 04. 29,

JP 特开 2009-106111 A, 2009. 05. 14,

US 2001/0015904 A1, 2001. 08. 23,

JP 特开 2006-166582 A, 2006. 06. 22,

JP 特开 2007-28860 A, 2007. 02. 01,

JP 特开 2005-210831 A, 2005. 08. 04,

JP 特开 2003-92888 A, 2003. 03. 28,

审查员 梁雪峰

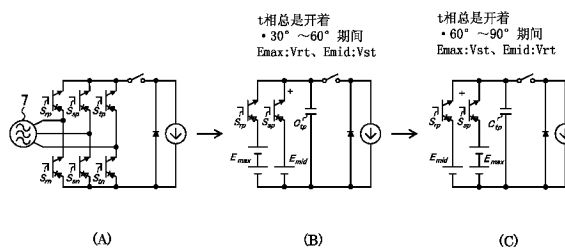
权利要求书2页 说明书15页 附图19页

(54) 发明名称

功率转换装置及其控制方法

(57) 摘要

本发明公开了一种功率转换装置及其控制方法。在交直流转换部(2)中设置有三组开关元件组,各组该开关元件组由串联在两个直流链接部(L1、L2)之间的两个开关元件(Srp、...、Stn)构成,串联中的各个连接节点分别连接输入三相交流电中的一相。各个开关元件(Srp、...、Stn)主要由具有双极结构的晶体管构成。控制部(5)对各个开关元件(Srp、...、Stn)进行控制,来保证以输入三相交流电中的一相作基准相,基准相和其它各相的线电压分时地输出给两个直流链接部(L1、L2)。控制部(5)向开关元件(Srp、...、Stn)中正在被施加反向偏压的开关元件(Srp、...、Stn)施加规定的栅极电压。



1. 一种功率转换装置,其包括交直流转换部(2)和控制部(5),该交直流转换部(2)具有三组开关元件组,各组该开关元件组由串联在两条输出线(L1、L2)之间的两个开关元件(Srp、...、Stn)构成,所述串联中的各个连接节点分别连接输入三相交流电中的一相,该控制部(5)对开关元件(Srp、...、Stn)的开和关进行控制,来保证以所述输入三相交流电中的一相作基准相,所述基准相和其它各相的线电压分时地输出给所述两条输出线(L1、L2),其特征在于,

各个开关元件(Srp、...、Stn)主要由具有双极结构的晶体管构成;

所述控制部(5)向所述开关元件(Srp、...、Stn)中正在被施加反向偏压的开关元件(Srp、...、Stn)施加规定的栅极电压,

所述基准相通过以下方式进行选择:将所述输入三相交流电分成两种相电压为正且剩下的相电压为负的区段、以及两种相电压为负且剩下的相电压为正的区段,并在各个区段中选出电压绝对值在区段内最大的相作为基准相;

当以除所述基准相以外的相中电压的绝对值较大的相作最大相时,

所述控制部(5)以规定的导电比(drt、dst)对至少所述最大相的正在被施加正向偏压的开关元件(Srp、...、Stn)进行开关控制。

2. 根据权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于,

所述控制部(5)所进行的所述开关控制的对象只有所述最大相的开关元件(Srp、...、Stn)而已。

3. 根据权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于,

当以除所述基准相和所述最大相以外的相作中间相时,

在各个区段的局部期间内,以规定的导电比(drt、dst)对所述正在被施加正向偏压的开关元件(Srp、...、Stn)以及与所述中间相对应开关元件(Srp、...、Stn)中位于电流流出的一侧的开关元件(Srp、...、Stn)互补性地进行开关控制,在剩下的期间内以规定的导电比(drt、dst)仅对所述正在被施加正向偏压的开关元件(Srp、...、Stn)进行开关控制。

4. 根据权利要求3所述的功率转换装置,其特征在于,

对应于所述输入三相交流电的各相设置有滤波电容器(C11、C12、C13);

所述局部期间为包含和与所述最大相对应滤波电容器(C11、C12、C13)的电压相比与所述中间相对应滤波电容器(C11、C12、C13)的电压更大的期间的期间。

5. 根据权利要求3所述的功率转换装置,其特征在于,

所述局部期间为相当于所述输入三相交流电的相位角30度的期间。

6. 根据权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于,

当以除所述基准相和所述最大相以外的相作中间相时,

所述控制部(5)以规定的导电比(drt、dst)对所述正在被施加正向偏压的开关元件(Srp、...、Stn)以及与所述中间相对应开关元件(Srp、...、Stn)中位于电流流出的一侧的开关元件(Srp、...、Stn)互补性地进行开关控制。

7. 根据权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于,

所述控制部(5)包括梯形波状电压指令生成部(11),该梯形波状电压指令生成部(11)根据与所述输入三相交流电同步的电源同步信号(Vr)求与所述输入三相交流电的各相相

对应且呈梯形波状的电压指令信号 (V_{r*} 、 V_{s*} 、 V_{t*}) 的倾斜区域；

所述控制部 (5) 利用任一相的所述电压指令信号 (V_{r*} 、 V_{s*} 、 V_{t*}) 生成各个开关元件 (S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn}) 的栅极信号。

8. 根据权利要求 1 所述的功率转换装置, 其特征在于,

所述功率转换装置包括直交流转换部 (3), 该直交流转换部 (3) 将已输出给所述输出线 ($L1$ 、 $L2$) 的功率转换成规定的单相交流电或多相交流电。

9. 一种功率转换装置的控制方法, 该功率转换装置包括交直流转换部 (2), 该交直流转换部 (2) 具有三组开关元件组, 各组该开关元件组由串联在两条输出线 ($L1$ 、 $L2$) 之间的两个开关元件 (S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn}) 构成, 各个该开关元件 (S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn}) 主要由具有双极结构的晶体管构成, 所述串联中的各个连接节点分别连接输入三相交流电中的一相, 其特征在于,

所述功率转换装置的控制方法包括:

选择步骤, 选出所述输入三相交流电中的一相作为基准相,

控制步骤, 对规定的开关元件 (S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn}) 进行开关控制, 来向所述两条输出线 ($L1$ 、 $L2$) 分时地输出所述基准相和其它各相的线电压,

反向偏压元件确定步骤, 确定在进行所述开关控制时被施加反向偏压的开关元件 (S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn}), 以及

栅极电压施加步骤, 在进行所述开关控制时向已在所述反向偏压元件确定步骤中被确定的开关元件 (S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn}) 施加规定的栅极电压,

所述基准相通过以下方式进行选择: 将所述输入三相交流电分成两种相电压为正且剩下的相电压为负的区域、以及两种相电压为负且剩下的相电压为正的区段, 并在各个区段中选出电压绝对值在区段内最大的相作为基准相;

当以除所述基准相以外的相中电压的绝对值较大的相作最大相时,

在所述控制步骤中, 以规定的导电比 (d_{rt} 、 d_{st}) 对至少所述最大相的正在被施加正向偏压的开关元件 (S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn}) 进行开关控制。

功率转换装置及其控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种将交流电转换成直流电或交流电的功率转换装置及其控制方法。

背景技术

[0002] 在空调装置中,在很多情况下使用将商用交流电转换成规定的交流电的功率转换装置,以向压缩机的电动机供电。在这种功率转换装置中例如有从交流电压直接得到所希望的交流输出功率的方式即被称为直接型交流功率转换装置的装置,作为其代表例已为人所知的有所谓的矩阵交-交转换器。因为若采用该矩阵交-交转换器,就不需要将商用频率的电压脉动平滑化的大型电容器或电抗器等,所以能够期待实现功率转换装置的小型化,近年来,矩阵交-交转换器作为下一代功率转换装置逐渐受到注目(例如,参照专利文献1)。

[0003] 在上述功率转换装置中,对怎样提高其效率这个课题也作出了各种各样的研究。例如,在有些情况下,对用于功率转换装置的开关元件串联反向阻断二极管,以确保对反向偏压的耐压性。然而,若设置上述反向阻断二极管,导通损耗就会增大,因而高效率化会受到阻碍。针对于此,提出了用既不需要反向阻断二极管又能减小开关元件的通态电压下降程度的反向阻断 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor ;绝缘栅双极型晶体管) 作开关元件的方案(例如,参照非专利文献1)。

[0004] 现有技术文献

[0005] 专利文献

[0006] 专利文献1:日本专利第4135026号公报

[0007] 非专利文献

[0008] 非专利文献1:武井学、其它两人、《富士时报》Vol. 75、No. 82002

发明内容

[0009] 一发明要解决的技术问题一

[0010] 然而,反向阻断 IGBT 等具有双极结构的晶体管具有下述特性,即:若这种晶体管在截止状态下被施加反向偏压,则该反向偏压的电压越大,漏电流就越大。开关元件的温度越高,这种特性就越明显。也就是说,即使采用反向阻断 IGBT 来降低导通电阻,也未必能够实现功率转换装置的高效率化。不仅仅是直接型交流功率转换装置具有该问题,接收交流电输出直流电的交直流转换电路也具有同样的问题。

[0011] 本发明正是鉴于上述问题而完成的。其目的在于:在用具有双极结构的晶体管构成的功率转换装置中,减少该开关元件的漏电流。

[0012] 一用以解决技术问题的技术方案一

[0013] 为解决上述课题,第一方面的发明所涉及的功率转换装置包括交直流转换部2和控制部5,该交直流转换部2具有三组开关元件组,各组该开关元件组由串联在两条输出线L1、L2之间的两个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 构成,所述串联中的各个连接节点分别连接输

入三相交流电中的一相,该控制部 5 对开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 的开和关进行控制,来保证以所述输入三相交流电中的一相作基准相,所述基准相和其它各相的线电压分时地输出给所述两条输出线 L1、L2,所述功率转换装置的特征在于:各个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 主要由具有双极结构的晶体管构成,所述控制部 5 向所述开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 中正在被施加反向偏压的开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 施加规定的栅极电压。并且,所述基准相通过以下方式进行选择:将所述输入三相交流电分成两种相电压为正且剩下的相电压为负的区段、以及两种相电压为负且剩下的相电压为正的区段,并在各个区段中选出电压绝对值在区段内最大的相作为基准相,当以除所述基准相以外的相中电压的绝对值较大的相作最大相时,所述控制部 5 以规定的导电比 d_{rt} 、 d_{st} 对至少所述最大相的正在被施加正向偏压的开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 进行开关控制。

[0014] 根据上述结构,输入三相交流电通过开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 的开关而转换成直流电压。在这种情况下,这些开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 中存在将会被施加反向偏压的开关元件。交直流转换部 2 的各个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 主要由具有双极结构的晶体管构成,一般来讲,被施加反向偏压的开关元件产生漏电流。针对于此,在该功率转换装置中利用具有双极结构的晶体管的下述特性,来谋求减少所述漏电流,该特性是:若在开关元件正在被施加反向偏压的状态下对该开关元件施加栅极电压,漏电流就减少。具体而言,用控制部 5 向正在被施加反向偏压的开关元件施加栅极电压。应予说明,即使如上所述向正在被施加反向偏压的开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 施加栅极电压,只要用反向阻断 IGBT 构成各个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} ,或者附加设置反向阻断二极管,则两条输出线 L1、L2 之间也不会产生短路。并且,根据上述结构,输出对直流电压成分叠加了交流电压成分的两种电平的直流电压。

[0015] 第二方面的发明是在第一方面的发明所涉及的功率转换装置中,特征在于:所述控制部 5 所进行的所述开关控制的对象只有所述最大相的开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 而已。

[0016] 根据上述结构,通过仅对一相的开关元件进行开关控制(也就是说,仅对一相进行调制),则输出对直流电压成分叠加了交流电压成分的两种电平的直流电压。对不进行开关工作的开关元件施加的是规定的栅极电压。

[0017] 第三方面的发明是在第一方面的发明所涉及的功率转换装置中,特征在于:当以除所述基准相和所述最大相以外的相作中间相时,在各个区段的局部期间内,以规定的导电比 d_{rt} 、 d_{st} 对所述正在被施加正向偏压的开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 以及与所述中间相对应开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 中位于电流流出的一侧的开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 互补性地进行开关控制,在剩下的期间内以规定的导电比 d_{rt} 、 d_{st} 仅对所述正在被施加正向偏压的开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 进行开关控制。

[0018] 根据上述结构,能够进行仅对一相进行调制的开关形式和对两相进行调制的开关形式这两种开关形式的工作。

[0019] 第四方面的发明是在第三方面的发明所涉及的功率转换装置中,特征在于:对应于所述输入三相交流电的各相设置有滤波电容器 C11、C12、C13,所述局部期间为包含和与所述最大相对应滤波电容器 C11、C12、C13 的电压相比与所述中间相对应滤波电容器 C11、C12、C13 的电压更大的期间的期间。

[0020] 在上述结构下,对滤波电容器 C11、C12、C13 的电压成分叠加载频脉动

(carrierripple)。因此,在有些情况下,在最大相和中间相彼此替换的相位角附近,滤波电容器 C11、C12、C13 的电压的本来的大小关系会颠倒。根据上述第五方面的发明,在该大小关系颠倒的期间内进行两相调制。

[0021] 第五方面的发明是在第三或第四方面的发明所涉及的功率转换装置中,特征在于:所述局部期间为相当于所述输入三相交流电的相位角 30 度的期间。

[0022] 根据上述结构,每经过一个区段的整数分之一的期间都对单相调制的期间和两相调制的期间进行切换。

[0023] 第六方面的发明是在第一方面的发明所涉及的功率转换装置中,特征在于:当以除所述基准相和所述最大相以外的相作中间相时,所述控制部 5 以规定的导电比 d_{rt} 、 d_{st} 对所述正在被施加正向偏压的开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 以及与所述中间相对应开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 中位于电流流出的一侧的开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 互补性地进行开关控制。

[0024] 根据上述结构,进行两相调制,并向其它相的正在被施加反向偏压的开关元件施加规定的栅极电压。

[0025] 第七方面的发明是在第一到第六方面中的任一方面的发明所涉及的功率转换装置中,特征在于:所述控制部 5 包括梯形波状电压指令生成部 11,该梯形波状电压指令生成部 11 根据与所述输入三相交流电同步的电源同步信号 V_r 求与所述输入三相交流电的各相对应且呈梯形波状的电压指令信号 V_{r*} 、 V_{s*} 、 V_{t*} 的倾斜区域,所述控制部 5 利用任一相的所述电压指令信号 V_{r*} 、 V_{s*} 、 V_{t*} 生成各个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 的栅极信号。

[0026] 根据上述结构,不是利用各相的电压指令信号 V_{r*} 、 V_{s*} 、 V_{t*} ,而是利用任一相的电压指令信号 V_{r*} 、 V_{s*} 、 V_{t*} 生成六种栅极电压,因而能够将控制部 30 简化。

[0027] 第八方面的发明是在第一到第七方面中的任一方面的发明所涉及的功率转换装置中,特征在于:所述功率转换装置包括直交流转换部 3,该直交流转换部 3 将已输出给所述输出线 L1、L2 的功率转换成规定的单相交流电或多相交流电。

[0028] 根据上述结构,所述功率转换装置作为将输入三相交流电直接转换成所希望的交流电的直接型交流功率转换装置工作。

[0029] 第九方面的发明涉及一种功率转换装置的控制方法,该功率转换装置包括交直流转换部 2,该交直流转换部 2 具有三组开关元件组,各组该开关元件组由串联在两条输出线 L1、L2 之间的两个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 构成,各个该开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 主要由具有双极结构的晶体管构成,所述串联中的各个连接节点分别连接输入三相交流电中的一相,所述功率转换装置的控制方法的特征在于:所述功率转换装置的控制方法包括选择步骤、控制步骤、反向偏压元件确定步骤及栅极电压施加步骤,该选择步骤是选出所述输入三相交流电中的一相作为基准相的步骤,该控制步骤是对规定的开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 进行开关控制,来向所述两条输出线 L1、L2 分时地输出所述基准相和其它各相的线电压的步骤,该反向偏压元件确定步骤是确定在进行所述开关控制时被施加反向偏压的开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 的步骤,该栅极电压施加步骤是在进行所述开关控制时向已在所述反向偏压元件确定步骤中被确定的开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 施加规定的栅极电压。并且,所述基准相通过以下方式进行选择:将所述输入三相交流电分成两种相电压为正且剩下的相电压为负的区段、以及两种相电压为负且剩下的相电压为正的区段,并在各个区段中选出电压

绝对值在区段内最大的相作为基准相；当以除所述基准相以外的相中电压的绝对值较大的相作最大相时，在所述控制步骤中，以规定的导电比（drt、dst）对至少所述最大相的正在被施加正向偏压的开关元件（Srp、•••、Stn）进行开关控制。

[0030] 一发明的效果一

[0031] 根据第一方面的发明，因为向正在被施加反向偏压的开关元件施加栅极电压，所以即使采用具有双极结构的晶体管作为各个开关元件 Srp、•••、Stn，也能够减少开关元件在被施加反向偏压时产生的漏电流。在采用反向阻断 IGBT 的情况下，不需要在现有技术中需要的反向阻断二极管，因而能够减小导通电阻。并且，因为能够得到两种电平的直流电压，所以能够利用这些直流电压很容易地生成所希望的交流电。

[0032] 根据第二方面的发明，通过将开关控制的对象限定于一个开关元件，则能够最大限度地得到减少漏电流的效果。而且，因为对一个开关元件进行开关控制，所以开关控制很容易。

[0033] 根据第三方面的发明，例如在进行单相调制时，能够减少所述漏电流，在进行两相调制的期间内，能够在例如相电压的大小关系与本来的关系相互颠倒的情况下改善输入三相交流电的电流波形失真。

[0034] 根据第四方面的发明，能够在最大相和中间相替换的相位角附近改善输入三相交流电的电流波形失真。

[0035] 根据第五方面的发明，因为以一个区段的整数分之一为单位切换调制方法，所以能够很容易地进行控制。

[0036] 根据第六方面的发明，能够更为可靠地改善输入三相交流电的电流波形失真，并能够减少漏电流。

[0037] 根据第七方面的发明，能够将控制部 30 简化，因此进而能够对功率转换装置进行简化和小型化。

[0038] 根据第八方面的发明，能够在所谓的直接型交流功率转换装置中得到所述第一到第八方面的发明中的效果。

[0039] 根据第九方面的发明，因为向正在被施加反向偏压的开关元件施加栅极电压，所以即使采用具有双极结构的晶体管作为各个开关元件 Srp、•••、Stn，也能够减少开关元件在被施加反向偏压时产生的漏电流。其结果是，能够减小导通电阻，能够积极利用具有双极结构的晶体管的特性来谋求将交直流转换部 2 低损耗化。

附图说明

[0040] 图 1 是方框图，示出本发明的第一实施方式所涉及的矩阵交—交转换器的结构。

[0041] 图 2 是波形图，用来说明输入三相交流电和交直流转换部所输出的两种电平的直流电压。

[0042] 图 3 是方框图，示出第一实施方式中的控制部的结构。

[0043] 图 4 是示出梯形波状电压指令信号的波形的图。

[0044] 图 5 是用来说明第一区段内的交直流转换部的状态的图。

[0045] 图 6 是用来说明在第一区段的相位角 $30^\circ \sim 60^\circ$ 的期间内由矩阵交—交转换器进行的 PWM 调制（脉冲宽度调制）的图。

[0046] 图 7 是用来说明在第一区段的相位角 $60^\circ \sim 90^\circ$ 的期间内由矩阵交—交转换器进行的 PWM 调制（脉冲宽度调制）的图。

[0047] 图 8 是用来说明第二区段内的交直流转换部的状态的图。

[0048] 图 9 是示出第一实施方式中的各相的栅极信号、输入三相交流电的电压及输入电流的波形的图。

[0049] 图 10 是示出变形例中的控制部的结构的方框图。

[0050] 图 11 是示出基准相、最大相及中间相的迁移状态和梯形波状电压指令信号的倾斜区域的关系的图。

[0051] 图 12 是方框图，示出本发明的第二实施方式中的控制部的结构。

[0052] 图 13 是第零模式中的输入三相交流电的各相的电压波形图。

[0053] 图 14 是示出第零模式中的栅极形式的切换状态和各个滤波电容器的电压波形的图。

[0054] 图 15 是示出第二实施方式中的各相的栅极信号、输入三相交流电的电压及通过滤波电容器后的输入电流波形的图。

[0055] 图 16 是示意地示出在第零模式（ $30^\circ \sim 60^\circ$ ）的颠倒期间内以栅极形式 A 和 B 的各种形式进行开关控制时的相电流波形的图。

[0056] 图 17 是示出第一实施方式及其变形例中的输入三相交流电、r 相和 s 相的栅极信号的形式（栅极形式 B）及通过滤波电容器后的输入电流波形的图。

[0057] 图 18 是方框图，示出本发明的第三实施方式中的控制部的结构。

[0058] 图 19 是示出 r 相的电压波形、以及与开关元件 S_{rp} 相对应的由电流型栅极逻辑转换部、掩蔽信号生成部及多路复用器输出的信号的波形的图。

[0059] 图 20 是示出第三实施方式中的各相的栅极信号、输入三相交流电的电压及输入电流的波形的图。

具体实施方式

[0060] 下面，参照附图对本发明的实施方式加以说明。应予说明，以下实施方式是本质上较佳之例，没有意图对本发明、本发明的应用对象或其用途的范围加以限制。

[0061] [发明的第一实施方式]

[0062] [概要]

[0063] 在第一实施方式中，以矩阵交—交转换器作为本发明中的功率转换装置之一例加以说明。图 1 是方框图，示出本发明的第一实施方式所涉及的矩阵交—交转换器 1 的结构。该矩阵交—交转换器 1 包括交直流转换部 2、直交流转换部 3、箝位电路 4、控制部 5 及 LC 滤波电路 6。在矩阵交—交转换器 1 上连接有三相交流电源 7 和电动机 8，该矩阵交—交转换器 1 用交直流转换部 2 将三相交流电源 7 所输出的三相交流电（以下，称其为输入三相交流电）的相电压 V_r 、 V_s 、 V_t 转换成对直流电压成分叠加了交流电压成分的直流电压，用直交流转换部 3 将该直流电压转换成三相交流电（以下，称其为输出三相交流电）并供向电动机 8。该电动机 8 用来驱动例如设置在空调机的制冷剂回路中的压缩机。在图 1 中，以三个绕组 L21、L22、L23 和三个电阻器 R21、R22、R23 进行三相星形连接而构成的负载的形态示出该电动机 8。

[0064] [矩阵交—交转换器的各个部分的结构]

[0065] 下面,对矩阵交—交转换器 1 的各个构成因素加以详细的说明。

[0066] 〈LC 滤波电路 6〉

[0067] LC 滤波电路 6 是包括与所述输入三相交流电的各相相对应的三个绕组 L11、L12、L13 和三个滤波电容器 C11、C12、C13 的 LC 滤波器。设置该 LC 滤波电路 6,为的是抑制由于交直流转换部 2 等的开关元件(后述)的开关工作而产生的高频电流流入三相交流电源 7 一侧。具体而言,在本例中,三相交流电源 7 的相电压 Vr 输入给绕组 L11,相电压 Vs 输入给绕组 L12,相电压 Vt 输入给绕组 L13。

[0068] 〈交直流转换部 2〉

[0069] —概要—

[0070] 交直流转换部 2 用开关元件(后述)进行输入三相交流电的开关,在将该输入三相交流电转换成两种电平的直流电压后进行输出。控制部 5 控制交直流转换部 2 所进行的开关。

[0071] 图 2 是波形图,用来说明输入三相交流电和交直流转换部 2 所输出的两种电平的直流电压。详细地说,图 2(A)是将输入三相交流电的各种相电压 Vr、Vs、Vt 归一化而示出的波形图;图 2(B)是示出交直流转换部 2 的输出波形的图。如图 2(A)所示,这些相电压 Vr、Vs、Vt 有两相的电压为正且剩下的相的电压为负的期间(以下,称其为第一区段)、和两相的电压为负且剩下的相的电压为正的期间(以下,称其为第二区段),第一区段和第二区段以相位角 60° 为单位交替重复地出现。

[0072] 该交直流转换部 2 在各个区段内选出用作所输出的直流电压的基准的相(以下,称其为基准相),分时地分别选出用作基准的基准相的电压和剩下两相的线电压,由此输出两种电平的直流电压。具体而言,以基准相的相电压作为基准,以剩下两相中绝对值较大的相(以下,称其为最大相)和基准相的线电压作为最大电压 Emax 输出,以另一相(以下,称其为中间相)和基准相的线电压作为中间电压 Emid 输出。

[0073] 在本实施方式中,所述基准相是各个区段内的电压绝对值达到最大值的相。例如在第一区段内,电压绝对值达到最大值的相为 t 相,t 相就是基准相(参照图 2(A))。还有,对各个区段中前一半的相当于相位角 30° 的期间和后一半的相当于相位角 30° 的期间进行比较可知,输入三相交流电中除基准相以外的两相的电压大小关系相反(参照图 2(A))。也就是说,对区段的前一半期间和后一半期间进行比较可知,成为最大相的相和成为中间相的相彼此替换。例如,在第一区段的相位角 30° ~ 60° 的期间内,相电压 Vr 高于相电压 Vs。也就是说,在相位角 30° ~ 60° 的期间内,r 相是最大相,s 相是中间相。另一方面,在第一区段的相位角 60° ~ 90° 的期间内,相电压 Vs 高于相电压 Vr。也就是说,在相位角 60° ~ 90° 的期间内,s 相是最大相,r 相是中间相。

[0074] —结构—

[0075] 具体而言,如图 1 所示,本实施方式中的交直流转换部 2 包括三个构成上臂的开关元件 Srp、Ssp、Stp 和三个构成下臂的开关元件 Srn、Ssn、Stn。在本实施方式中,由单向开关元件构成上臂和下臂的各个开关元件 Srp、•••、Stn。更为具体而言,采用所谓的反向阻断 IGBT 作为各个开关元件 Srp、•••、Stn。应予说明,在图 1 中,在交直流转换部 2 的各个开关元件 Srp、•••、Stn 的集电极部分记载有二极管的图形符号,但不是实际上还连

接有这些二极管,而是示意地示出各个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 阻止反向电压(以下,在其它附图中也一样)。也就是说,因为在交直流转换部 2 采用该反向阻断 IGBT,所以不需要在现有交直流转换电路中需要的反向阻断二极管,能够期待实现使交直流转换部 2 的导通损耗减小。

[0076] 具体而言,在该交直流转换部 2,上臂的开关元件 S_{rp} 、 S_{sp} 、 S_{tp} 在发射极一侧并联在一起。另一方面,下臂的开关元件 S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tn} 在集电极一侧并联在一起。上臂的开关元件 S_{rp} 、 S_{sp} 、 S_{tp} 和下臂的开关元件 S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tn} 彼此一一对应,各个上臂的开关元件 S_{rp} 、 S_{sp} 、 S_{tp} 的集电极和相对应的下臂的开关元件 S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tn} 的发射极连接在一起。应予说明,以下称与上臂的开关元件 S_{rp} 、 S_{sp} 、 S_{tp} 的发射极一侧连接的总线为第一直流链接部(link)部 L1;称与下臂的开关元件 S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tn} 的集电极一侧连接的总线为第二直流链接部 L2。该第一及第二直流链接部 L1、L2 是本发明中的输出线之一例。

[0077] 如图 1 所示,开关元件 S_{rp} 和开关元件 S_{rn} 的连接节点与 LC 滤波电路 6 的绕组 L11 的一端连接,来自三相交流电源 7 的相电压 V_r 经该绕组 L11 输入该连接节点。还有,来自三相交流电源 7 的相电压 V_s 经绕组 L12 输入开关元件 S_{sp} 和开关元件 S_{sn} 的连接节点。同样,来自三相交流电源 7 的相电压 V_t 经绕组 L13 输入开关元件 S_{tp} 和开关元件 S_{tn} 的连接节点。也就是说,该交直流转换部 2 具有三组开关元件组,各组该开关元件组由串联在第一直流链接部 L1 和第二直流链接部 L2 之间的两个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 构成,串联中的各个连接节点分别连接输入三相交流电中的一相。

[0078] 〈箝位电路 4〉

[0079] 箝位电路 4 包括两个电容器 C1、C2 和三个二极管 D1、D2、D3。在该箝位电路 4 中,电容器 C1 的一端和第一直流链接部 L1 连接,该电容器 C1 的另一端和二极管 D1 的阳极连接。该二极管 D1 的阴极和电容器 C2 的一端连接,该电容器 C2 的另一端和第二直流链接部 L2 连接。

[0080] 二极管 D2 的阳极和所述二极管 D1 的阴极连接,二极管 D2 的阴极和第一直流链接部 L1 连接。二极管 D3 的阴极和所述二极管 D1 的阳极连接,二极管 D3 的阳极和第二直流链接部 L2 连接。

[0081] 〈直交流转换部 3〉

[0082] 直交流转换部 3 将交直流转换部 2 已输出的直流电压转换成相电压为 V_u 、 V_v 、 V_w 的输出三相交流电,并将该输出三相交流电供向电动机 8。具体而言,如图 1 所示,本实施方式中的直交流转换部 3 包括构成上臂的三个开关元件 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} 和三个二极管 D_{up} 、 D_{vp} 、 D_{wp} 以及构成下臂的三个开关元件 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} 和三个二极管 D_{un} 、 D_{vn} 、 D_{wn} 。在该直交流转换部 3,采用一般的 IGBT 作为构成上臂和下臂的各个开关元件 S_{up} 、 \dots 、 S_{wn} 。

[0083] 在该直交流转换部 3,上臂的开关元件 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} 在集电极一侧并联在一起,并与所述第一直流链接部 L1 连接。这些构成上臂的开关元件 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} 在集电极和发射极之间分别反并联有二极管 D_{up} 、 D_{vp} 、 D_{wp} 。

[0084] 另一方面,下臂的开关元件 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} 在发射极一侧并联在一起,并与所述第二直流链接部 L2 连接。这些构成下臂的开关元件 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} 在集电极和发射极之间分别反并联有二极管 D_{un} 、 D_{vn} 、 D_{wn} 。

[0085] 上臂的开关元件 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} 和下臂的开关元件 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} 彼此一一对应,各

个构成上臂的开关元件 Sup、Svp、Swp 的发射极和相对应的构成下臂的开关元件 Sun、Svn、Swn 的集电极连接在一起。

[0086] 在该直交流转换部 3, 从开关元件 Sup 和开关元件 Sun 的连接节点输出相电压 Vu; 从开关元件 Svp 和开关元件 Svn 的连接节点输出相电压 Vv; 从开关元件 Swp 和开关元件 Swn 的连接节点输出相电压 Vw。这些相电压 Vu、Vv、Vw 供向所述电动机 8。

[0087] 〈控制部 5〉

[0088] 控制部 5 以 PWM 调制 (Pulse Width Modulation: 脉冲宽度调制) 方式分别控制交直流转换部 2 和直交流转换部 3。控制部 5 例如对交直流转换部 2 的开关元件 Srp、•••、Stn 的开和关进行控制, 来保证以输入三相交流电中的一相作基准相, 基准相和其它各相的线电压分时地输出给第一及第二直流链接部 L1、L2。

[0089] 图 3 是方框图, 示出本实施方式中的控制部 5 的结构。如该图所示, 控制部 5 包括对交直流转换部 2 进行控制的交直流转换部控制部 5a 和对直交流转换部 3 进行控制的直交流转换部控制部 5b。该交直流转换部控制部 5a 包括梯形波状电压指令生成部 11、比较部 12、电流型栅极逻辑转换部 13、中间相检测部 14、载波信号生成部 15、最大相元件检测部 16 及导通元件选择部 17, 与直交流转换部控制部 5b 共通使用中间相检测部 14 和载波信号生成部 15。直交流转换部控制部 5b 包括输出电压指令生成部 21、运算部 22、运算部 23、比较部 24 及逻辑和运算部 25。以下, 对控制部 5 的各个构成因素加以说明。

[0090] 一梯形波状电压指令生成部 11 一

[0091] 梯形波状电压指令生成部 11 被输入电源同步信号 Vr, 根据该电源同步信号 Vr 对应于输入三相交流电的各相生成梯形波状电压指令信号 Vr*、Vs*、Vt* 的倾斜区域的值。应予说明, 电源同步信号 Vr 是与输入三相交流电中的任一相同步的信号。

[0092] 更为具体而言, 本实施方式中的梯形波状电压指令生成部 11 根据以下算式求梯形波状电压指令信号 Vr*、Vs*、Vt* 的倾斜区域的值, 并以表格的形式设定好所述倾斜区域的值, 然后在工作时按照该表格输出该梯形波状电压指令信号 Vr*、Vs*、Vt* 的倾斜区域的值。

[0093] (算式 1)

$$[0094] \quad V_u^* = 1, \quad V_v^* = \sqrt{3} \tan(\theta - \pi/6), \quad V_w^* = -1$$

[0095] 在此, 相位角 θ 与输入三相交流电的相电压 Vr 同步。

[0096] 图 4 是示出梯形波状电压指令信号 Vr*、Vs*、Vt* 的波形的图。这些梯形波状电压指令信号 Vr*、Vs*、Vt* 表示交直流转换部 2 的各相的导电比 (占空比)。在本实施方式中, 当导电比为正时, 交直流转换部 2 的上臂导通; 当导电比为负时, 交直流转换部 2 的下臂导通。

[0097] 一载波信号生成部 15 一

[0098] 载波信号生成部 15 生成载波信号。该载波信号是呈三角波状的信号。

[0099] 一比较部 12 一

[0100] 比较部 12, 对梯形波状电压指令生成部 11 生成的梯形波状电压指令信号 Vr*、Vs*、Vt* 和载波信号生成部 15 生成的载波信号进行比较。

[0101] 一电流型栅极逻辑转换部 13 一

[0102] 电流型栅极逻辑转换部 13 根据比较部 12 中的比较结果输出六个栅极信号。这些栅极信号是用来对交直流转换部 2 的六个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 的栅极进行控制的信号。

[0103] 该电流型栅极逻辑转换部 13 对最大相和中间相的各个开关元件生成栅极信号，来使该最大相和中间相的各个开关元件以导电比 d_{rt} 、 d_{st} 彼此互补地反复进行开关工作。也就是说，电流型栅极逻辑转换部 13 生成用于现有的 PWM 控制（参照例如专利文献 1）的信号。这些栅极信号经导通元件选择部 17 输入给交直流转换部 2 的各个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 。

[0104] —中间相检测部 14—

[0105] 中间相检测部 14 根据所述梯形波状电压指令信号 V_{r*} 、 V_{s*} 、 V_{t*} 检测出中间相的导电比 d_{rt} 、 d_{st} 。

[0106] —最大相元件检测部 16—

[0107] 最大相元件检测部 16 根据电源同步信号 V_r 从输入三相交流电的各种相电压 V_r 、 V_s 、 V_t 中检测出所述最大相。

[0108] —导通元件选择部 17—

[0109] 导通元件选择部 17 根据最大相元件检测部 16 的检测结果如下所述施加电压，即：向与最大相对应开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 中正在被施加正向偏压的开关元件的栅极（控制端）直接输出电流型栅极逻辑转换部 13 的输出电压；无论电流型栅极逻辑转换部 13 的输出状态如何，对于与最大相的另一方的开关元件、与中间相对应开关元件及与基准相对应开关元件都向栅极施加规定的栅极电压。也就是说，本实施方式中的控制部 5 向六个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 中正在被施加反向偏压的开关元件施加规定的栅极电压。在此，规定的栅极电压是与开关元件的集电极和发射极之间导通的电压相等的电压，但是也可以根据漏电流值适当地选出更低的电压或更高的电压。

[0110] —输出电压指令生成部 21—

[0111] 输出电压指令生成部 21 生成对直交流转换部 3 发出的输出电压指令信号 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} 。

[0112] —运算部 22、23—

[0113] 运算部 22 根据所述输出电压指令信号 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} 和所述导电比 d_{rt} 、 d_{st} 输出 $d_{rt} + d_{st} V^*$ (V^* 为各相的电压矢量)。

[0114] 运算部 23 根据所述输出电压指令信号 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} 和导电比 d_{rt} 输出 $d_{rt}(1 - V^*)$ (V^* 为各相的电压矢量)。

[0115] —比较部 24—

[0116] 比较部 24 对两个运算部 22、23 中的各运算结果和载波信号生成部 15 生成的载波信号进行比较。

[0117] —逻辑和运算部 25—

[0118] 逻辑和运算部 25 根据所述比较部 24 中的比较结果输出栅极信号。这些栅极信号是对直交流转换部 3 的六个开关元件 S_{up} 、 \dots 、 S_{wn} 进行开关控制的信号。

[0119] [矩阵交—交转换器 1 的工作情况]

[0120] 图 5 是用来说明第一区段内的交直流转换部 2 的状态的图，图 5(A) 是等效电路

图,示意地示出交直流转换部 2 的主要部分;图 5(B)是等效电路图,示出相位角 $30^\circ \sim 60^\circ$ 的期间内的状态;图 5(C)是等效电路图,示出相位角 $60^\circ \sim 90^\circ$ 的期间内的状态。以下,将第一区段分为相位角 $30^\circ \sim 60^\circ$ 的期间和相位角 $60^\circ \sim 90^\circ$ 的期间对矩阵交—交转换器 1 的工作情况加以说明。

[0121] 〈相位角 $30^\circ \sim 60^\circ$ 的期间〉

[0122] 图 6 是用来对在第一区段的相位角 $30^\circ \sim 60^\circ$ 的期间内由矩阵交—交转换器 1 进行的 PWM 调制加以说明的图。在图 6 中, t_s 为载波周期; $I_{(rt)}$ 为电流指令; $I_{(st)}$ 为电流指令; d_{rt} 、 d_{st} 为导电比; I_{dc} 为直流链接电流; V_0 、 V_4 、 V_6 为电压指令; d_0 为与电压指令 V_0 相对应的导电比; d_4 为与电压指令 V_4 相对应的导电比。

[0123] S_{rp} 为输出给交直流转换部 2 的开关元件 S_{rp} 的栅极信号; S_{sp} 为输出给交直流转换部 2 的开关元件 S_{sp} 的栅极信号; S_{tn} 为输出给交直流转换部 2 的开关元件 S_{tn} 的栅极信号。 S_{up} 为输出给直交流转换部 3 的位于上臂侧的开关元件 S_{up} 的栅极信号; S_{vp} 为输出给直交流转换部 3 的位于上臂侧的开关元件 S_{vp} 的栅极信号; S_{wp} 为输出给直交流转换部 3 的位于上臂侧的开关元件 S_{wp} 的栅极信号。 S_{un} 为输出给直交流转换部 3 的位于下臂侧的开关元件 S_{un} 的栅极信号; S_{vn} 为输出给直交流转换部 3 的位于下臂侧的开关元件 S_{vn} 的栅极信号; S_{wn} 为输出给直交流转换部 3 的位于下臂侧的开关元件 S_{wn} 的栅极信号。由该图 6 可知,在矩阵交—交转换器 1 中使用的是呈三角波状的载波信号。

[0124] 在第一区段的上述期间内, t 相为基准相(参照图 2(A))。还有,在该期间内, r 相为最大相, s 相为中间相。在这种情况下,控制部 5 根据所述导电比 d_{rt} 、 d_{st} 仅对与最大相即 r 相相对应的开关元件 S_{rp} 进行开关控制,向交直流转换部 2 的其它开关元件 S_{sp} 、 S_{tp} 、 S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tn} 施加上面所述的规定的栅极电压(参照图 6)。应予说明,在这种情况下,因为与 t 相(基准相)相对应的开关元件 S_{tp} 具有规定的结电容,所以在图 5(B)中,以电容器 C_{tp} 的图形符号表示该开关元件 S_{tp} 。

[0125] 若如上所述控制各个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} ,开关元件 S_{rp} 的集电极和第二直流链接部 L2 之间的电压就成为最大电压 E_{max} 。另一方面,开关元件 S_{sp} 的集电极和第二直流链接部 L2 之间的电压成为中间电压 E_{mid} 。也就是说,开关元件 S_{sp} 被施加反向偏压。即使开关元件 S_{sp} 被施加反向偏压,因为该开关元件 S_{sp} 由单向开关(具体而言,反向阻断 IGBT)构成,所以直流链接部 L1、L2 之间也不会产生短路。因为最大电压 E_{max} 和中间电压 E_{mid} 之间存在电位差,所以在直流链接部 L1、L2 仅产生最大电压 E_{max} 。

[0126] 未在图 5(B)中示出的开关元件 S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 都被施加反向偏压。具体而言,开关元件 S_{rn} 被施加最大电压 E_{max} ,开关元件 S_{sn} 被施加中间电压 E_{mid} ,开关元件 S_{tp} 被施加最大电压 E_{max} 或中间电压 E_{mid} 。因为这些开关元件 S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 是单向开关,所以即使对这些开关元件 S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tp} 施加栅极电压,电流也不会流动。

[0127] 如上所述,通过以所述导电比 d_{rt} 、 d_{st} 仅对最大相的被施加正向电压的开关元件切换开和关,并将其它开关元件固定在被施加规定的栅极电压的状态,则能够输出对直流电压成分叠加了交流电压成分的直流电压。

[0128] 交直流转换部 2 输出的直流电压输入给直交流转换部 3。根据所述控制部 5 所输出的栅极信号对该直交流转换部 3 的六个开关元件 S_{up} 、 \dots 、 S_{wn} 进行开关控制。由此,直交流转换部 3 向电动机 8 输出规定的交流电压。

[0129] 〈相位角 $60^\circ \sim 90^\circ$ 的期间〉

[0130] 在第一区段的这个期间内,基准相还是 t 相(参照图 2(A))。另一方面,该期间的最大相为 s 相,中间相是 r 相。图 7 是用来说明在第一区段的相位角 $60^\circ \sim 90^\circ$ 的期间内由矩阵交-交转换器 1 进行的 PWM 调制的图。如图 7 所示,在该期间内,控制部 5 根据所述导电比 d_{rt} 、 d_{st} 仅对与最大相即 s 相对应开关元件 S_{sp} 进行开关控制,对交直流转换部 2 的其它开关元件 S_{rp} 、 S_{tp} 、 S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tn} 施加规定的栅极电压。在该状态下,交直流转换部 2 的除开关元件 S_{sp} 以外的开关元件被施加反向偏压。因为交直流转换部 2 的各个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 是单向开关,所以即使向正在被施加反向偏压的开关元件施加栅极电压,电流也不会流动。

[0131] 〈第二区段内的工作情况〉

[0132] 图 8 是用来说明第二区段内的交直流转换部 2 的状态的图,图 8(A) 是等效电路图,示意地示出交直流转换部 2 的主要部分;图 8(B) 是等效电路图,示出相位角 $90^\circ \sim 120^\circ$ 的期间内的状态;图 8(C) 是等效电路图,示出相位角 $120^\circ \sim 150^\circ$ 的期间内的状态。在第二区段内,该矩阵交-交转换器 1 根据各种相电压 V_r 、 V_s 、 V_t 之间的关系以所述导电比 d_{rt} 、 d_{st} 对基准相的位于下臂一侧的开关元件进行开关控制,并将其它开关元件固定在施加规定的栅极电压的状态。应予说明,在该第二区段内,成为最大相的相和成为中间相的相也每经过相位角 30° 就都替换,因而与第一区段一样,将区段分成各个相当于 30° 的期间,分别对各个该期间进行控制。在本实施方式所涉及的矩阵交-交转换器 1 中,重复进行与上述工作一样的工作。此时,各相的栅极信号、输入三相交流电的电压和输入电流的波形如图 9 所示。如该图所示,在本实施方式中,任一相的一个开关元件以规定的导电比被进行开关控制。

[0133] 〈本实施方式中的效果〉

[0134] 反向阻断 IGBT 的下述特性已为人所知,即:若反向阻断 IGBT 的集电极和发射极之间被施加反向偏压,就会产生较大的漏电流,但是若在施加反向偏压的状态下施加栅极电压,漏电流就减少。此处,在上述矩阵交-交转换器 1 中,因为控制部 5 进行控制,以保证向正在被施加反向偏压的开关元件施加规定的栅极电压,所以即使采用反向阻断 IGBT 作为各个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} ,也能够减少在被施加反向偏压时产生的漏电流。若采用反向阻断 IGBT,就不需要在现有技术中所需要的反向阻断二极管,能够降低交直流转换部 2 的导通电阻。

[0135] [第一实施方式的变形例]

[0136] 作为上述第一实施方式的变形例说明控制部的其它例子。图 10 是方框图,示出本变形例中的控制部 30 的结构。控制部 30 是改变所述第一实施方式中的控制部 5 的交直流转换部控制部 5a 的结构而构成的。具体而言,在控制部 30 的交直流转换部控制部 30a 中,设置有导通元件选择部 31 和比较部 32,来代替比较部 12、电流型栅极逻辑转换部 13 和导通元件选择部 17。

[0137] 比较部 32 对由中间相检测部 14 求出的中间相的导电比和载波信号生成部 15 的输出状态进行比较,来求出中间相的导电比,向导通元件选择部 31 输出其结果。还有,本变形例中的导通元件选择部 31 根据从比较部 32 输入的中间相的导电比求出最大相的导电比,为各个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 生成栅极电压。图 11 是示出基准相、最大相及中间相

的迁移状态（第零模式、第一模式、···）和梯形波状电压指令信号（ V_r^* 、 V_s^* 、 V_t^* ）的倾斜区域的关系的图。由图 11 可知，在输入三相交流电中，基准相、最大相和中间相以规定的周期彼此替换。因此，若得知任一相的导电比，就能够决定其它相的导电比。于是，该导通元件选择部 31 基于最大相元件检测部 16 的检测结果，根据求出的导电比向与最大相相对应的开关元件 S_{rp} 、···、 S_{tn} 中正在被施加正向偏压的开关元件 S_{rp} 、···、 S_{tn} 的栅极施加栅极电压，并向最大相的另一个开关元件、与中间相相对应的开关元件和与基准相相对应的开关元件施加规定的栅极电压。

[0138] 通过如上所述仅从一相的信号（导电比）生成六个栅极电压，则能够将交直流转换部控制部 30a 简化。

[0139] [发明的第二实施方式]

[0140] 在第二实施方式中，说明控制部的其它结构例。图 12 是方框图，示出本发明的第二实施方式中的控制部 50 的结构。该控制部 50 包括交直流转换部控制部 50a 和直交流转换部控制部 5b。也就是说，在该控制部 50 中，交直流转换部控制部 50a 的结构与第一实施方式不同。本实施方式中的交直流转换部控制部 50a 包括梯形波状电压指令生成部 11、中间相检测部 14、载波信号生成部 15、第一栅极信号生成部 51、第二栅极信号生成部 52、选择器 53 及选择器控制部 54。应予说明，中间相检测部 14 和载波信号生成部 15 是与直交流转换部控制部 5b 共同使用的。

[0141] 第一栅极信号生成部 51 包括在第一实施方式中分别说明的比较部 12 和电流型栅极逻辑转换部 13，向选择器 53 输出电流型栅极逻辑转换部 13 的输出信号。也就是说，第一栅极信号生成部 51 生成用于现有的 PWM 控制（参照例如专利文献 1）的信号，并向选择器 53 输出该信号。在向各个开关元件 S_{rp} 、···、 S_{tn} 施加了第一栅极信号生成部 51 所输出的栅极信号的情况下，三相交流电的两相被调制。

[0142] 第二栅极信号生成部 52 包括在上述变形例中说明的最大相元件检测部 16、比较部 32 及导通元件选择部 31，向选择器 53 输出导通元件选择部 31 的输出状态。也就是说，第二栅极信号生成部 52 向选择器 53 输出与所述变形例中的交直流转换部控制部 30a 相同的栅极信号。因此，在向各个开关元件 S_{rp} 、···、 S_{tn} 施加了第二栅极信号生成部 52 所输出的栅极信号的情况下，三相交流电的一相被调制。应予说明，以下称第一栅极信号生成部 51 所输出的栅极信号的形式为栅极形式 A；称第二栅极信号生成部 52 所输出的栅极信号的形式为栅极形式 B。

[0143] 选择器 53 根据选择器控制部 54 的控制选出来自第一栅极信号生成部 51 的栅极信号和来自第二栅极信号生成部 52 的栅极信号中的一种信号，向交直流转换部 2 的各个开关元件 S_{rp} 、···、 S_{tn} 输出该选出的信号。也就是说，选择器 53 选择性地输出栅极形式 A 的信号或栅极形式 B 的信号。

[0144] 选择器控制部 54 控制选择器 53，以保证所述选择器 53 在各个区段的局部期间内选出第一栅极信号生成部 51 的输出状态，而在剩下的期间内选出第二栅极信号生成部 52 的输出状态。以下，称选择器 53 选出了第一栅极信号生成部 51 的输出状态的期间即以栅极形式 A 控制的期间为两相调制期间，称选出了第二栅极信号生成部 52 的输出状态的期间为单相调制期间。在该两相调制期间内，对正在被施加正向偏压的开关元件 S_{rp} 、···、 S_{tn} 、以及与中间相相对应的开关元件 S_{rp} 、···、 S_{tn} 中位于电流流出的一侧的开关元件

Srp、•••、Stn 以规定的导电比 drt 、 dst 互补性地进行开关控制。另一方面,在单相调制期间内,仅对正在被施加正向偏压的开关元件 Srp、•••、Stn 以规定的导电比 drt 、 dst 进行开关控制。

[0145] 在本实施方式中,所述两相调制期间(以栅极形式 A 控制的期间),是包含和与最大相相对应的滤波电容器 C11、C12、C13 的电压相比与中间相相对应的滤波电容器 C11、C12、C13 的电压更大的期间的期间。更为具体而言,该两相调制期间是以输入三相交流电的中间相和最大相彼此替换的时刻(相位角)为中心的相当于相位角 30° 的期间。

[0146] 〈第二实施方式中的矩阵交-交转换器的工作情况〉

[0147] 以下,以第零模式中的工作情况为例进行说明。图 13 是第零模式中的输入三相交流电的各相的电压波形图。在第零模式中,基准相为 t 相;在前一半期间内,r 相为最大相,s 相为中间相;在后一半期间内,s 相为最大相,r 相为中间相(参照图 11)。对照上面提及的图 9 而言,例如相位角 $30^\circ \sim 90^\circ$ (第一区段)的期间与第零模式相对应。如图 13 所示,在该第零模式中,中间相和最大相在相位角为 60° 时彼此替换。

[0148] 图 14 是示出第零模式中的栅极形式的切换状态和各个滤波电容器 C11、C12、C13 的电压波形的图。如该图所示,本实施方式中的交直流转换部控制部 50a(更为详细地说,选择器控制部 54)在第零模式的相位角 $45^\circ \sim 75^\circ$ 的期间内以栅极形式 A 控制栅极信号,在第零模式的剩下的期间(相位角 $30^\circ \sim 45^\circ$ 的期间和相位角 $75^\circ \sim 90^\circ$ 的期间)内以栅极形式 B 控制栅极信号。也就是说,相位角 $45^\circ \sim 75^\circ$ 的期间为两相调制期间;相位角 $30^\circ \sim 45^\circ$ 的期间和相位角 $75^\circ \sim 90^\circ$ 的期间为单相调制期间。本实施方式中的交直流转换部控制部 50a 在其它各种模式中也进行同样的开关控制。图 15 是示出本实施方式中的各相的栅极信号、输入三相交流电的电压及通过滤波电容器后的输入电流波形的图。

[0149] 如图 14 所示,在具有如交直流转换部 2 那样的电流型交直流转换电路的功率转换装置的滤波电容器 C11、C12、C13 中叠加有载频脉动。因此,在最大相和中间相彼此替换的相位角附近,会存在滤波电容器 C11、C12、C13 的电压的本来的大小关系会颠倒的期间(以下,简称为颠倒期间)。在本例中,r 相的滤波电容器 C11 的电压 V_{rc} 和 s 相的滤波电容器 C12 的电压 V_{sc} 在多个部位颠倒。在本例中,这些颠倒期间含在以中间相和最大相彼此替换的时刻(相位角 60°)为中心的相当于相位角 30° 的期间内。也就是说,在颠倒期间内以栅极形式 A 进行开关控制。

[0150] 〈第二实施方式中的效果〉

[0151] 比较图 15(本实施方式)和图 9(第一实施方式)可知,在本实施方式中,输入三相交流电的电流波形失真得以改善。其原因如下:

[0152] 图 16 是示意地示出在第零模式($30^\circ \sim 60^\circ$)的颠倒期间内以栅极形式 A 和 B 的各种形式进行开关控制时的相电流波形的图。例如在以栅极形式 A 进行开关控制时,在第零模式中,开关元件 Srp 和开关元件 Ssp 互补性地进行开关工作。此时,通过打开开关元件 Ssp,则连接最大相;通过关闭开关元件 Ssp,则连接中间相。因此,如图 16(A)所示,相电流 I_{rp} 、 I_{sp} 、 I_{tn} 互补性地流过开关元件 Srp 和开关元件 Ssp。

[0153] 另一方面,在以栅极形式 B 进行开关控制的情况下,当维持相电压 $V_r >$ 相电压 V_s 的关系时,通过打开开关元件 Ssp,则连接最大相,而通过关闭开关元件 Ssp,则连接中间相(参照图 5(B))。因此,与图 16(A)所示的一样,相电流互补性地流过开关元件 Srp 和

开关元件 S_{sp} 。然而,当最大相和中间相的大小关系已颠倒(参照图 14)时,应该流过开关元件 S_{rp} 的电流则流过总是处于开状态的开关元件 S_{sp} 。因此,如图 16(B)所示,开关元件 S_{rp} 的电流会发生缺失。

[0154] 因为第一实施方式及其变形例中的栅极形式总是栅极形式 B,所以在第一实施方式及其变形例中会发生上述电流缺失的现象。图 17 是示出第一实施方式及其变形例中的输入三相交流电、r 相和 s 相的栅极信号的形式(栅极形式 B)及通过滤波电容器 C11、C12、C13 后的输入电流波形的图。如该图所示,若仅以栅极形式 B 进行开关控制,通过滤波电容器后的输入电流的波形失真程度会在最大相和中间相彼此替换的每隔 60° 的位置上都变大。

[0155] 与此相对,在本实施方式中,在包含所述颠倒期间的、以中间相和最大相彼此替换的时刻(相位角)为中心的相当于相位角 30° 的期间内,以栅极形式 A 进行开关控制(即,两相调制)。因此,能够在该期间内抑制电流波形失真程度增大。还有,在以栅极形式 B 进行开关控制(即,单相调制)的期间内,能够与第一实施方式和变形例中的矩阵交-交转换器一样地减少正在被施加反向偏压的开关元件的漏电流。如上所述,在本实施方式中,能够保持平衡地得到减少漏电流的效果和抑制电流波形失真程度增大的效果。

[0156] 在本实施方式中,以相位角 30° 为单位切换栅极形式 A、B。因为 30° 这个值是一个所述区段的整数分之一的值,所以能够更为容易地进行栅极形式的切换控制。当然,该进行两相调制的期间(在上述例子中,相当于相位角 30° 的期间)是一种示例,能够变更为其它值。

[0157] [发明的第三实施方式]

[0158] 图 18 是方框图,示出本发明的第三实施方式所涉及的控制部 60 的结构。该控制部 60 包括交直流转换部控制部 60a 和直交流转换部控制部 5b。也就是说,在该控制部 60 中,交直流转换部控制部 60a 的结构与第一实施方式不同。本实施方式中的交直流转换部控制部 60a 包括梯形波状电压指令生成部 11、电流型栅极逻辑转换部 13、中间相检测部 14、载波信号生成部 15、掩蔽信号生成部 61 及多路复用器 62。应予说明,中间相检测部 14 和载波信号生成部 15 是与直交流转换部控制部 5b 共同使用的。

[0159] 掩蔽信号生成部 61 输出与各个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 相对应的六个掩蔽信号 S2。该掩蔽信号 S2 对与要调制的相相对应的开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 成为高电平(以下,称其为 H 电平)的信号,对其它开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 成为低电平(以下,称其为 L 电平)的信号。在本实施方式中的矩阵交-交转换器中进行上述两相调制,掩蔽信号生成部 61 向两个与调制有关的开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 输出 H 电平信号。

[0160] 图 19 是示出 r 相的相电压 V_r (已将电压归一化)的波形、以及与开关元件 S_{rp} 相对应的电流型栅极逻辑转换部 13、掩蔽信号生成部 61 及多路复用器 62 分别输出的信号 S1、S2、S3 的波形的图。在图 19 中示出的是第四模式到第零模式的期间。在该例子中,与开关元件 S_{rp} 相对应的掩蔽信号 S2 在图 19 所示的区域 A(第四模式的前一半部分)和区域 C(第五模式的前一半部分)成为 H 电平,在区域 B(第四模式的后一半部分)和区域 D(第五模式的后一半部分和第零模式的整个部分)成为 L 电平。

[0161] 图 19 中的 S1 是电流型栅极逻辑转换部 13 所输出的信号的波形。也就是说,S1 是用于现有的 PWM 控制的栅极信号。该栅极信号 S1 在不让开关元件 S_{rp} 进行调制工作的区

域 D 成为 L 电平。该栅极信号 S1、掩蔽信号 S2 以及电平更高的信号（图 18 中的高信号）输入给多路复用器 62。

[0162] 该多路复用器 62 当掩蔽信号 S2 为 H 电平时选出栅极信号 S1，当掩蔽信号 S2 为 L 电平时选出所述高信号，向各个开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 输出该选出的信号。例如，如上所述根据掩蔽信号 S2 对 r 相的位于上臂一侧的开关元件 S_{rp} 选出由电流型栅极逻辑转换部 13 输出的用于开关元件 S_{rp} 的栅极信号 S1 或高信号，并输出该选出的信号。应予说明，上面以与 r 相有关的信号为代表例对栅极信号 S1、掩蔽信号 S2 及栅极信号 S3 的各个信号进行了说明，但其它相即 s 相和 t 相也一样。

[0163] 〈第三实施方式中的工作情况〉

[0164] 图 20 是示出第三实施方式中的各相的栅极信号、输入三相交流电的电压及输入电流的波形的图。根据本实施方式中的交直流转换部控制部 60a，例如在第四模式中，开关元件 S_{rp} 和开关元件 S_{tp} 以规定的导电比互补性地进行开关工作，r 相和 t 相被调制。也就是说，在该矩阵交—交转换器 1 中进行两相调制。此时，r 相的位于下臂一侧的开关元件 S_{rn} 、t 相的位于下臂一侧的开关元件 S_{tn} 及 s 相的两个开关元件 S_{sp} 、 S_{sn} 的各个栅极被多路复用器 62 施加 H 电平信号。在其它模式中也进行同样的两相调制，并向未进行开关工作的开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 施加 H 电平信号。

[0165] 〈第三实施方式中的效果〉

[0166] 如上所述，在本实施方式中，因为在各种模式的整个区域内进行两相调制，所以能够将输入电流的波形失真程度减小得比上述各个实施方式和变形例小。而且，因为处于反向偏压状态的开关元件被施加规定的栅极电压，所以还能够减少漏电流。

[0167] [其它实施方式]

[0168] 应予说明，功率转换装置例如也可以省略直交流转换部 3 的设置，从而构成由交直流转换部 2 输出上述直流电压的装置。

[0169] 除了采用反向阻断 IGBT 作为所述开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 以外，还可以采用具有双极结构的晶体管等作为所述开关元件 S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} 。

[0170] 产业实用性

[0171] 本发明作为将交流电转换成直流电或交流电的功率转换装置很有用。

[0172] 标号说明

[0173] 1—矩阵交—交转换器（功率转换装置）；2—交直流转换部；3—直交流转换部；5—控制部；11—梯形波状电压指令生成部；30—控制部；50—控制部；60—控制部；L1—第一直流链接部（输出线）；L2—第二直流链接部（输出线）； S_{rp} 、 \dots 、 S_{tn} —开关元件。

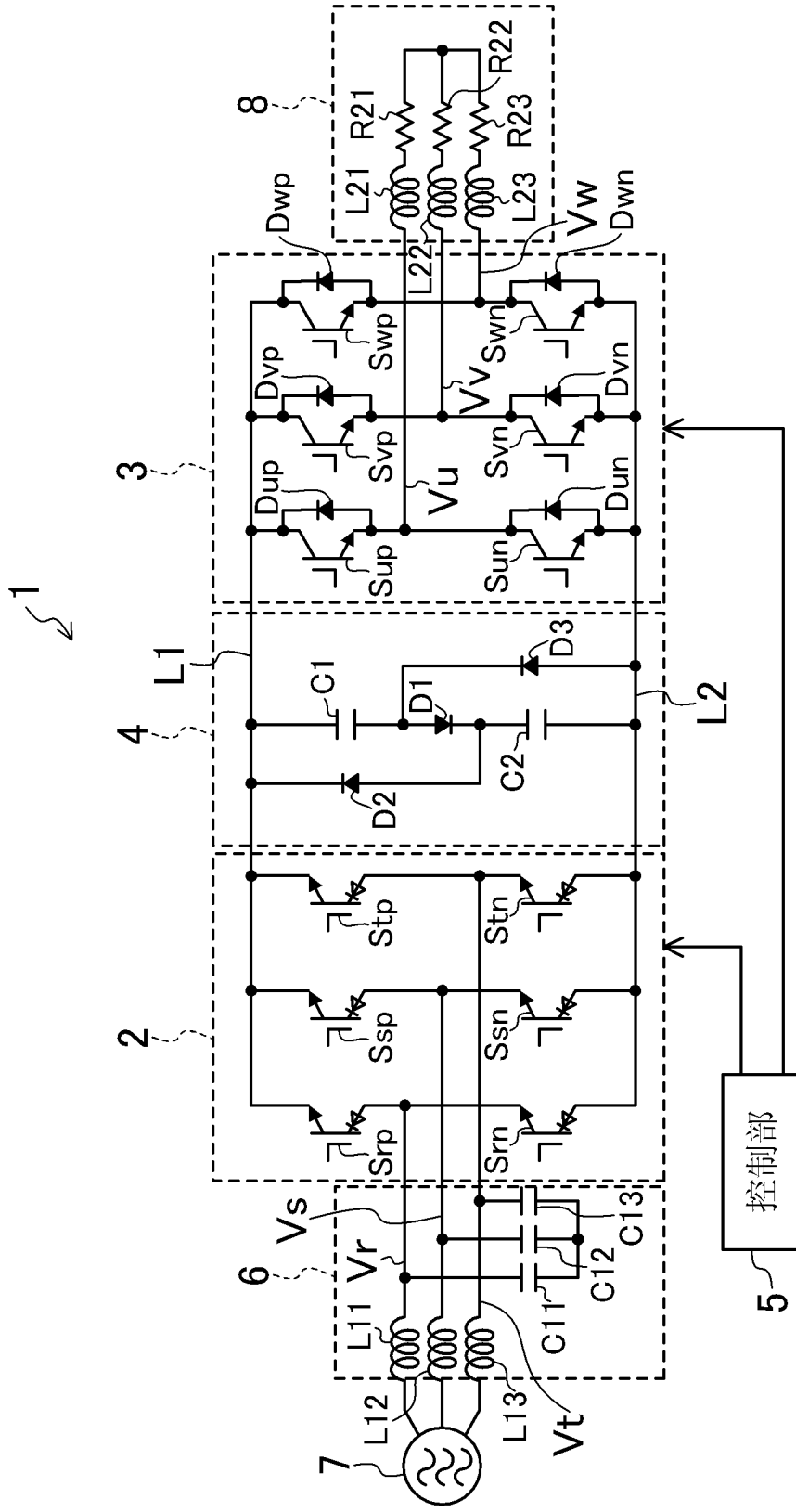


图 1

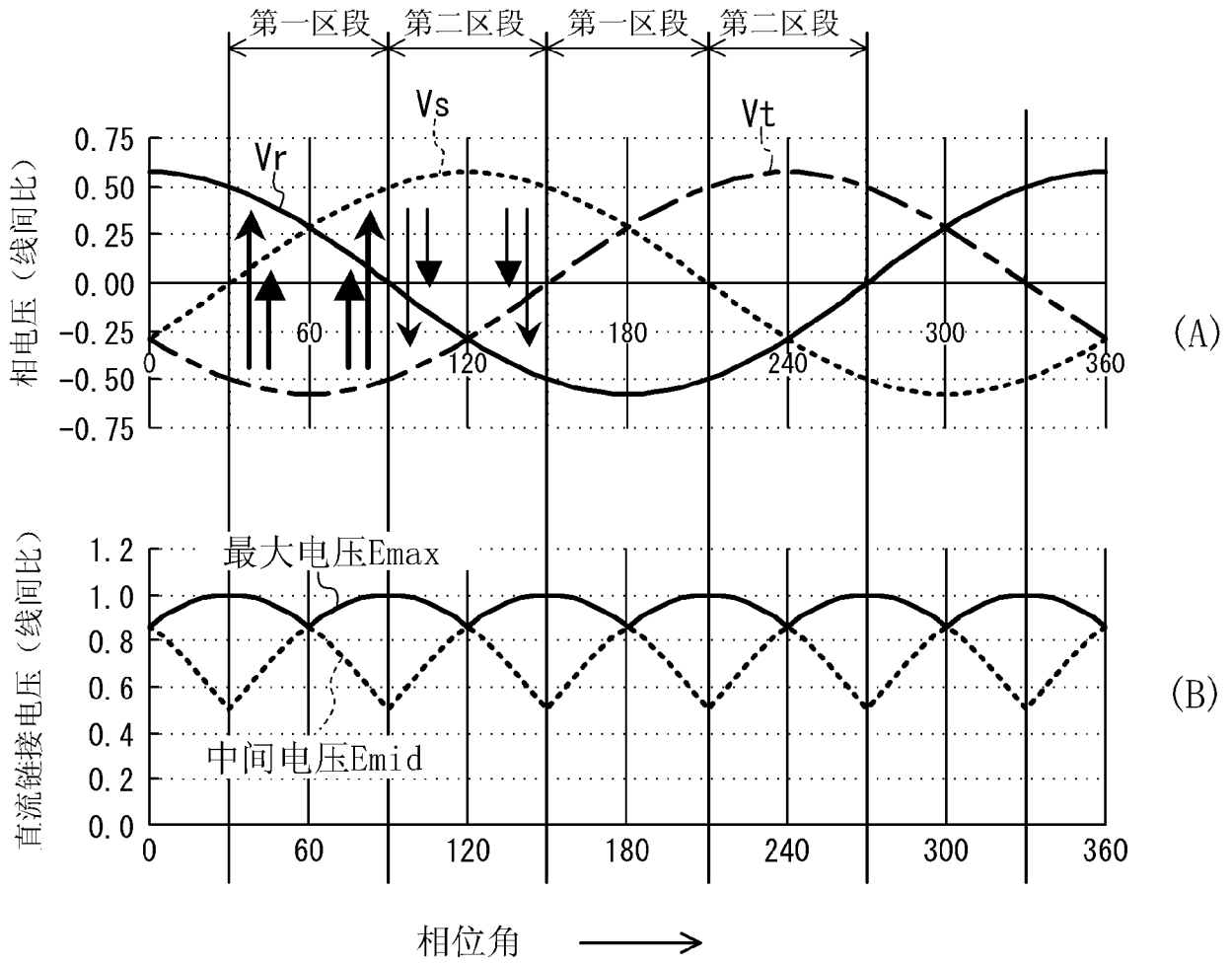


图 2

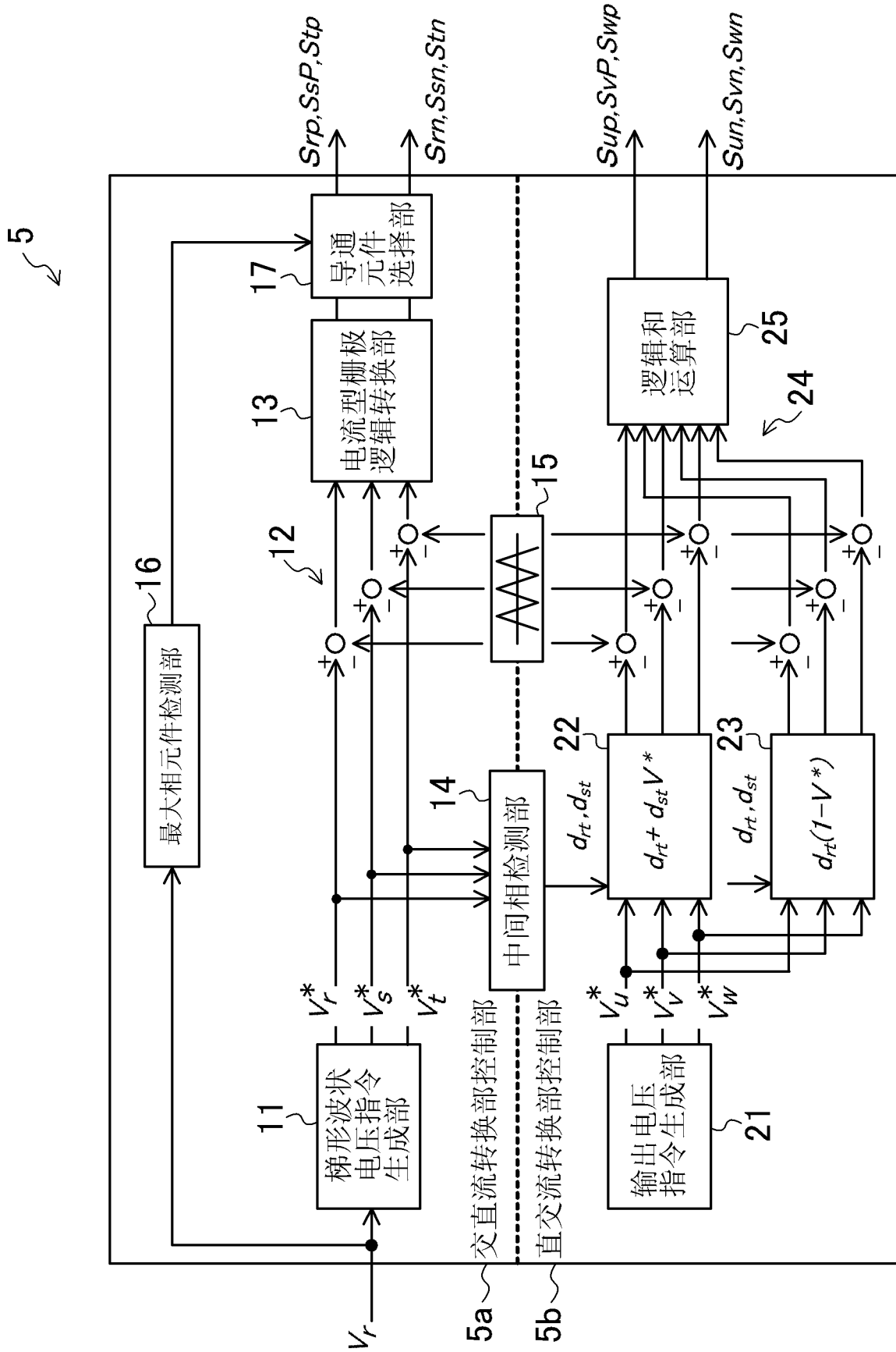


图 3

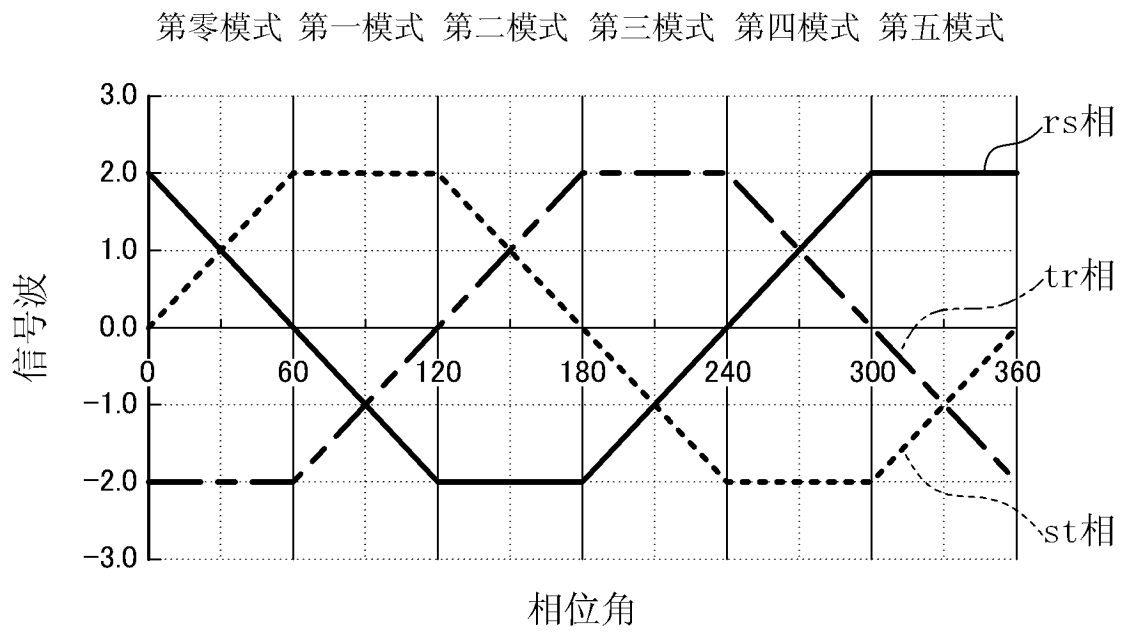


图 4

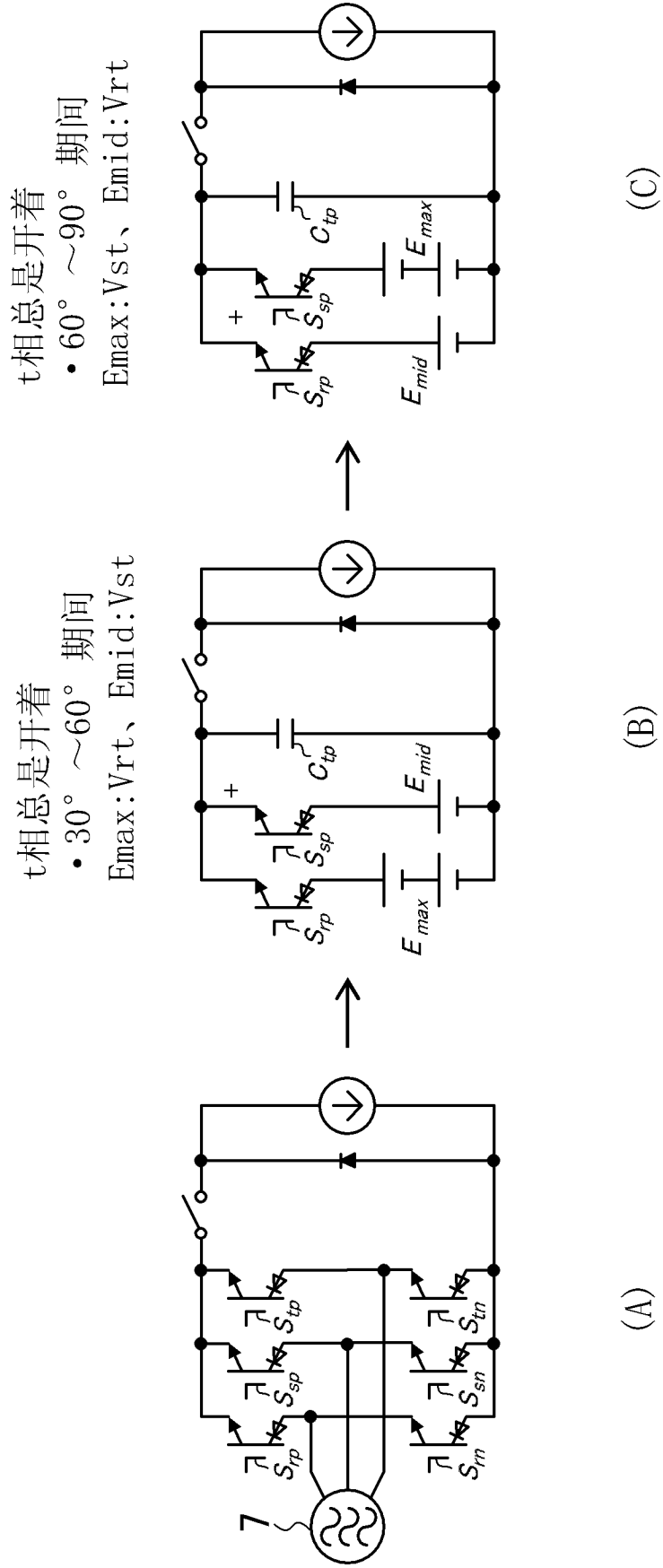


图 5

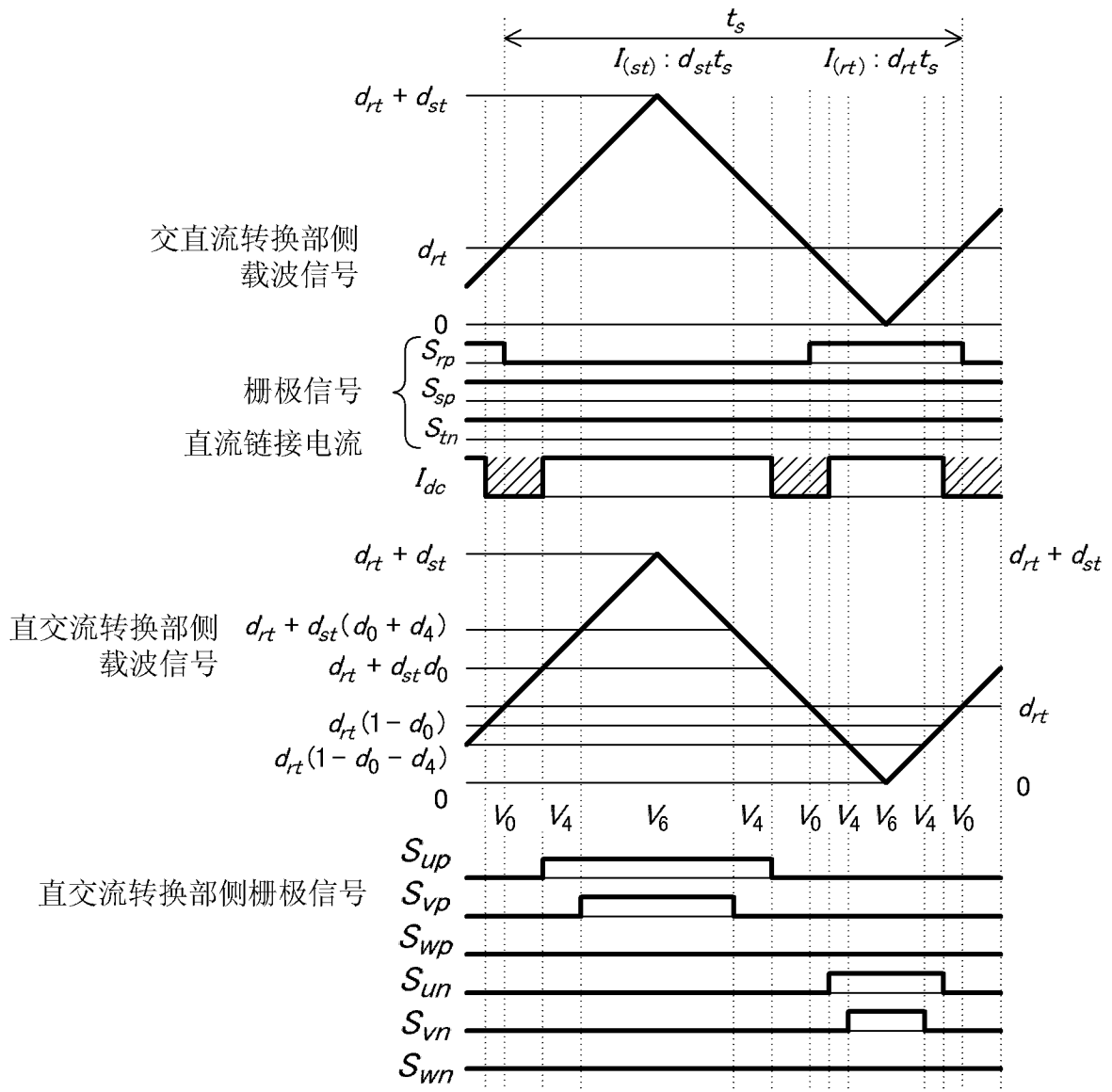


图 6

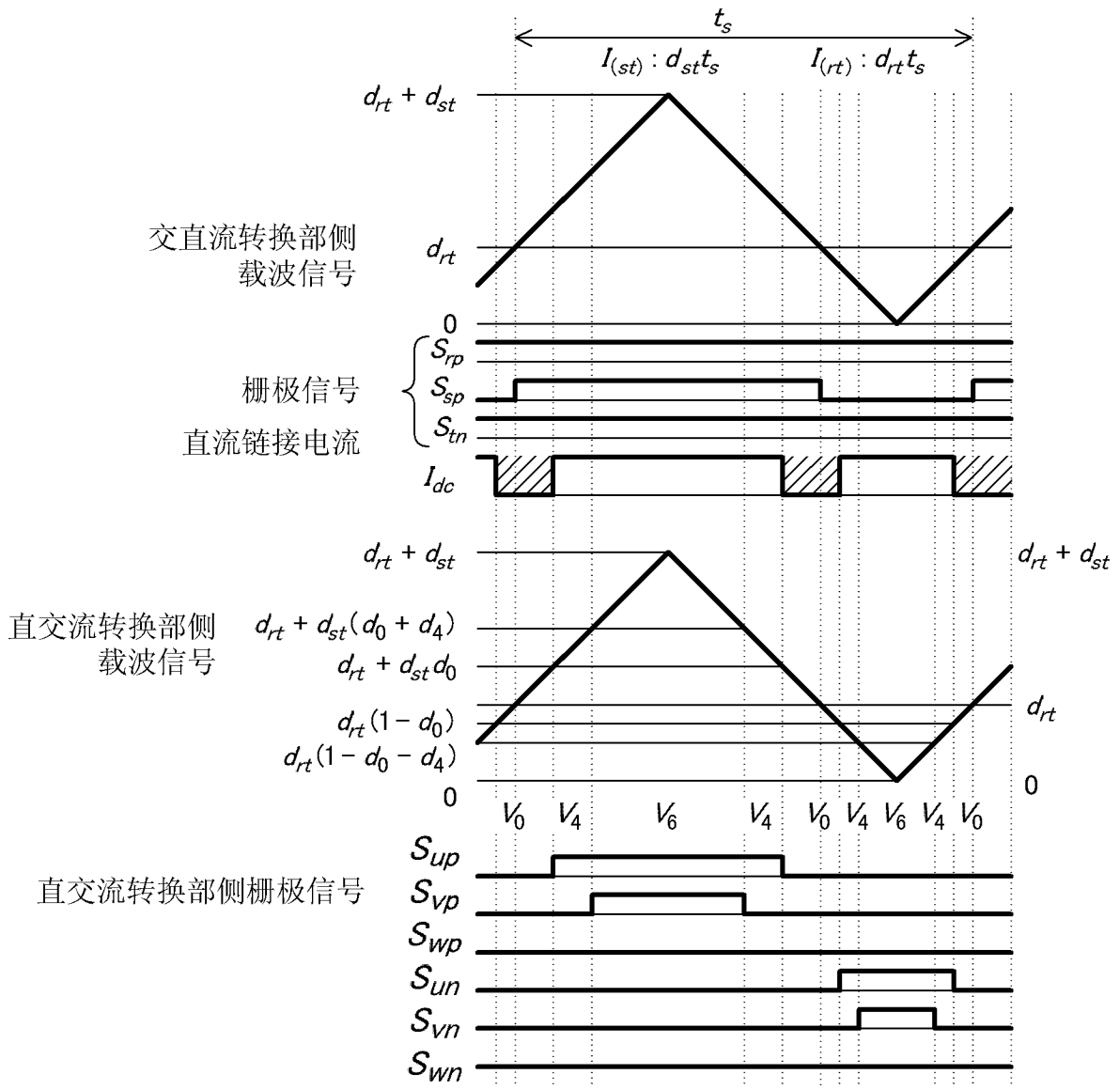
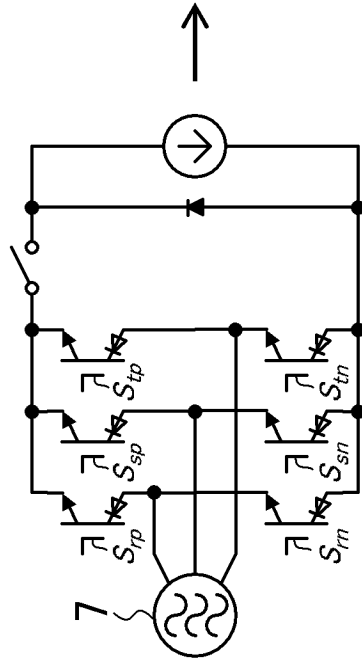
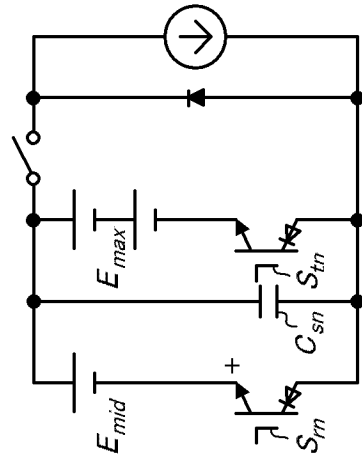
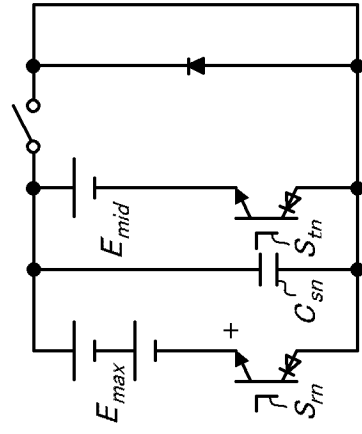


图 7

s相总是开着
 • $120^\circ \sim 150^\circ$ 期间
 $E_{max}:V_{rs}, E_{mid}:V_{ts}$

s相总是开着
 • $90^\circ \sim 120^\circ$ 期间
 $E_{max}:V_{ts}, E_{mid}:V_{rs}$



(A)

(B)

(C)

图 8

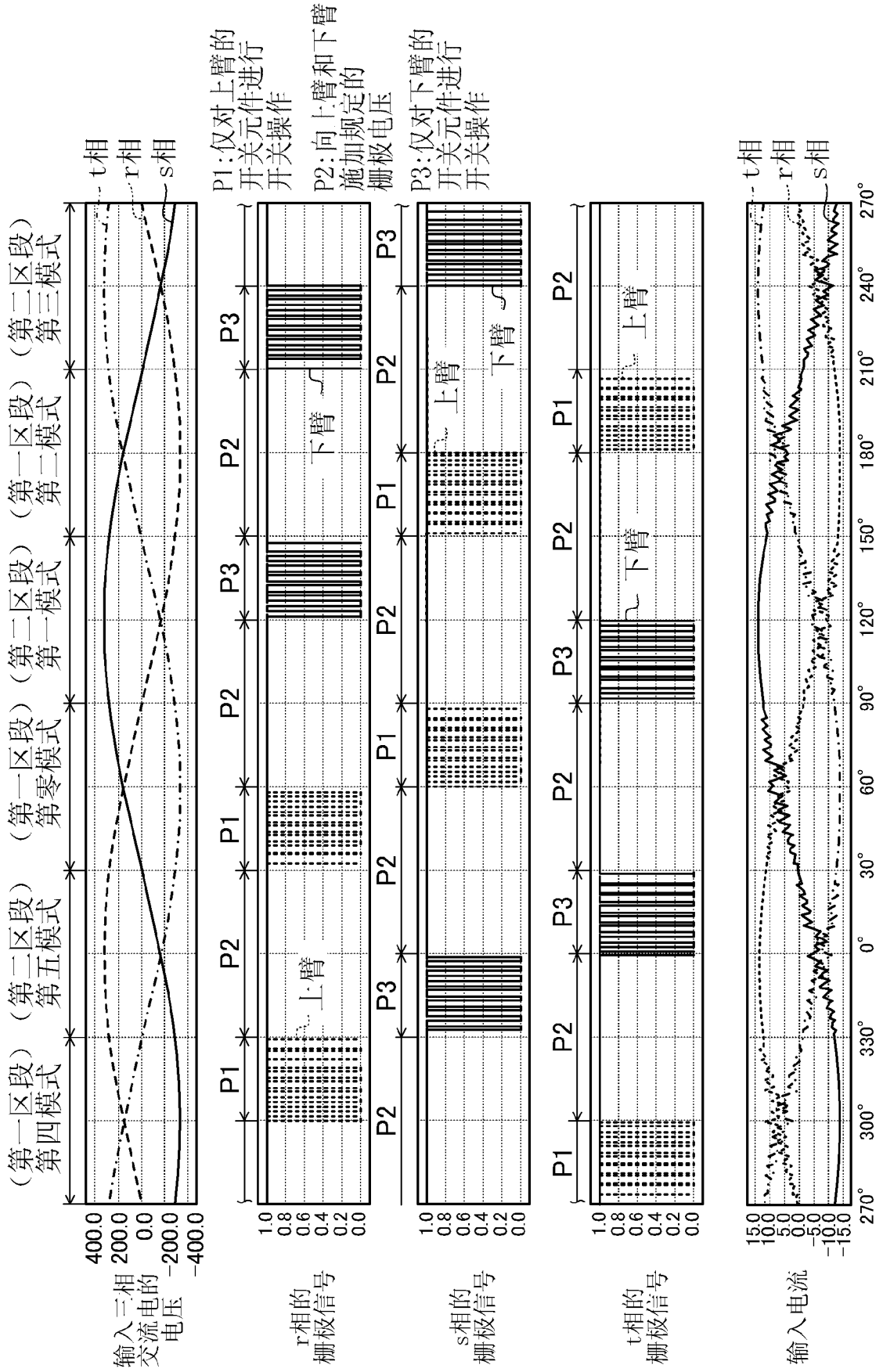


图 9

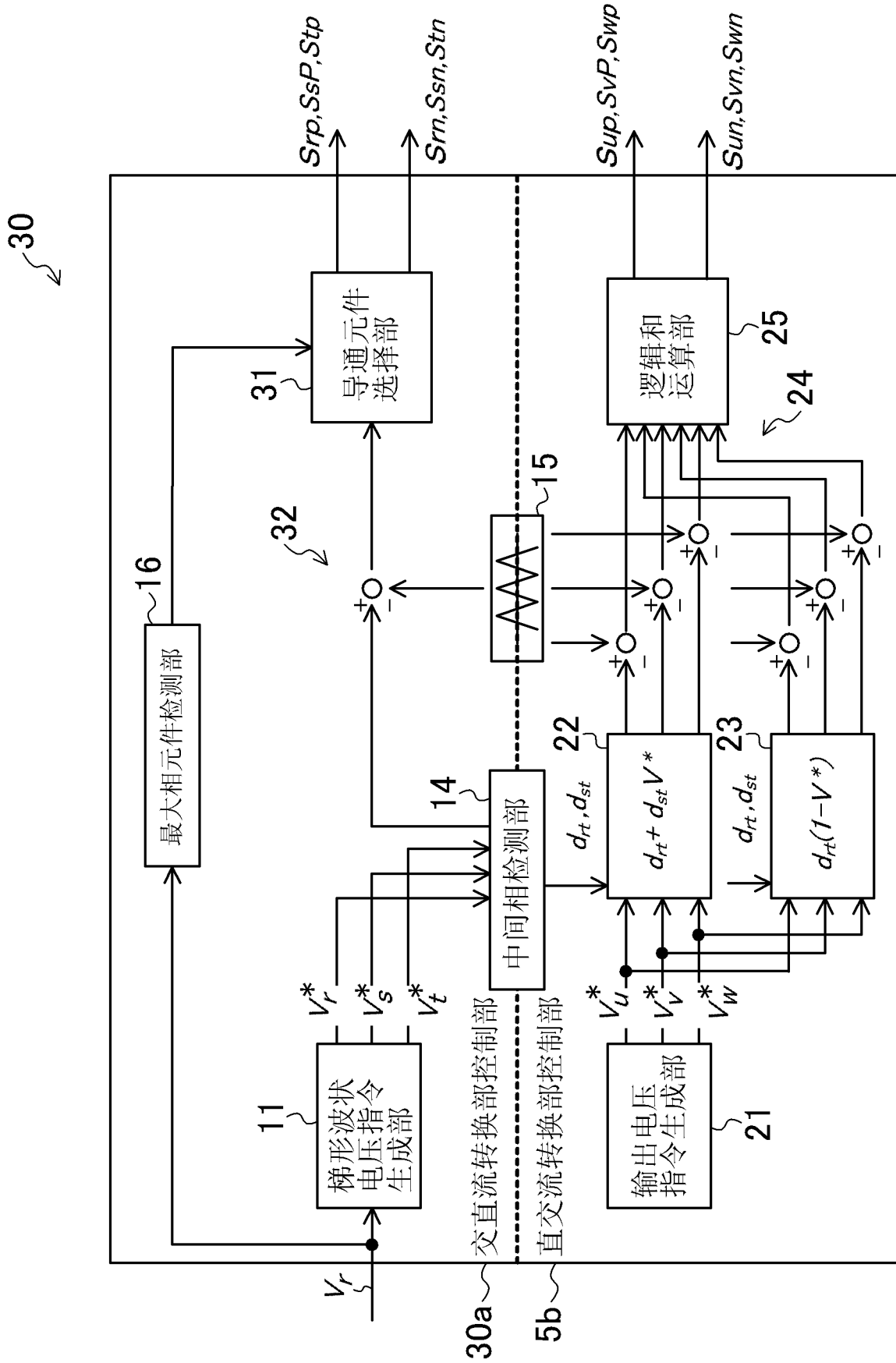
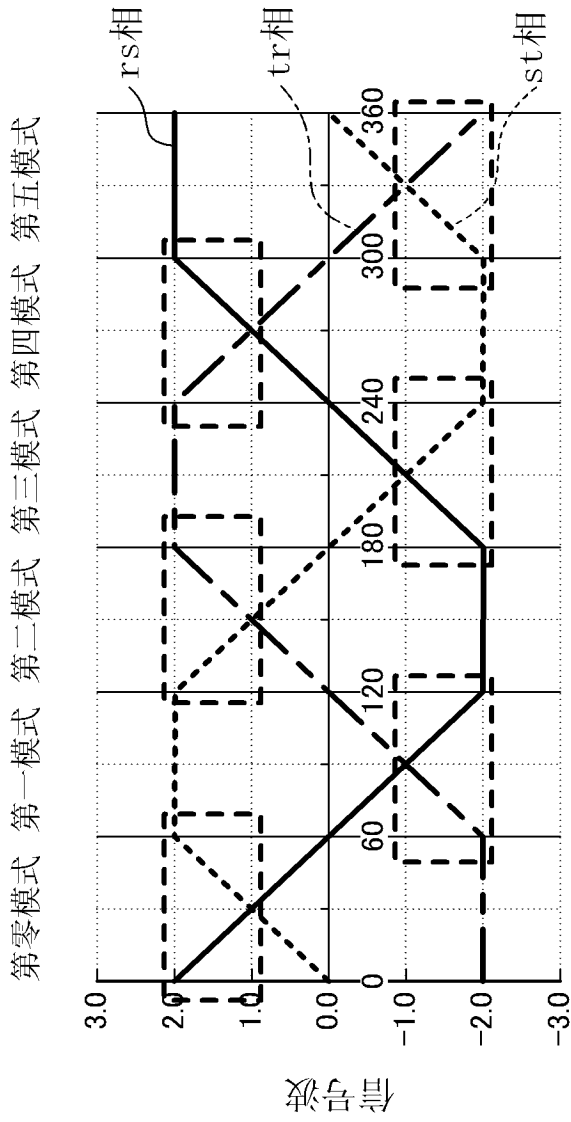


图 10



相位角

	第一模式		第二模式		第三模式		第四模式		第五模式	
最大相	Srp	Ssp	Srn	Ssp	Srn	Ssn	Srp	Ssn	Ssn	Stn
中间相	Ssp	Srp	Srn	Stp	Ssp	Srn	Srp	Stp	Stn	Ssn
基准相	Stn		Ssp		Srn		Stp		Ssn	

图 11

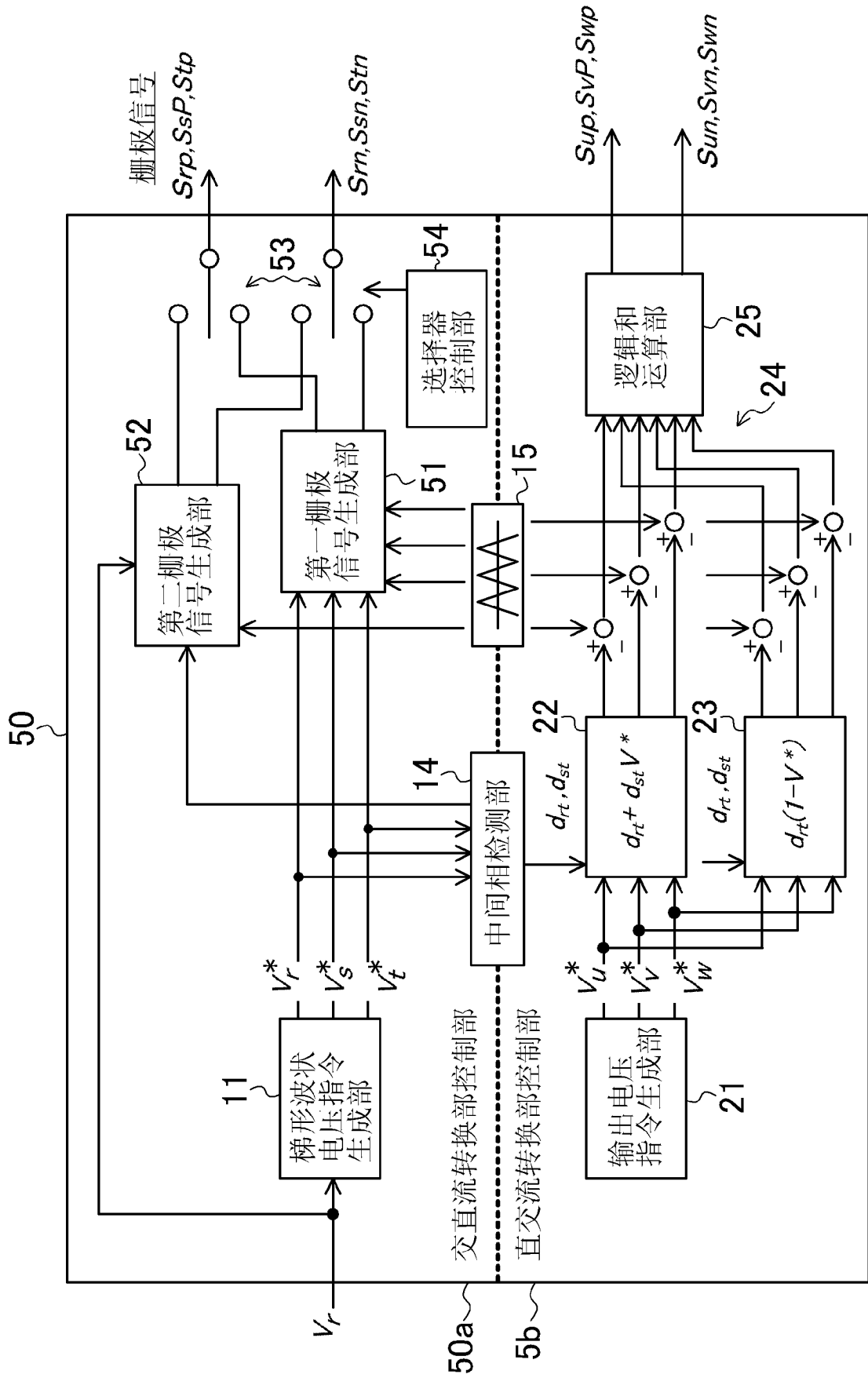


图 12

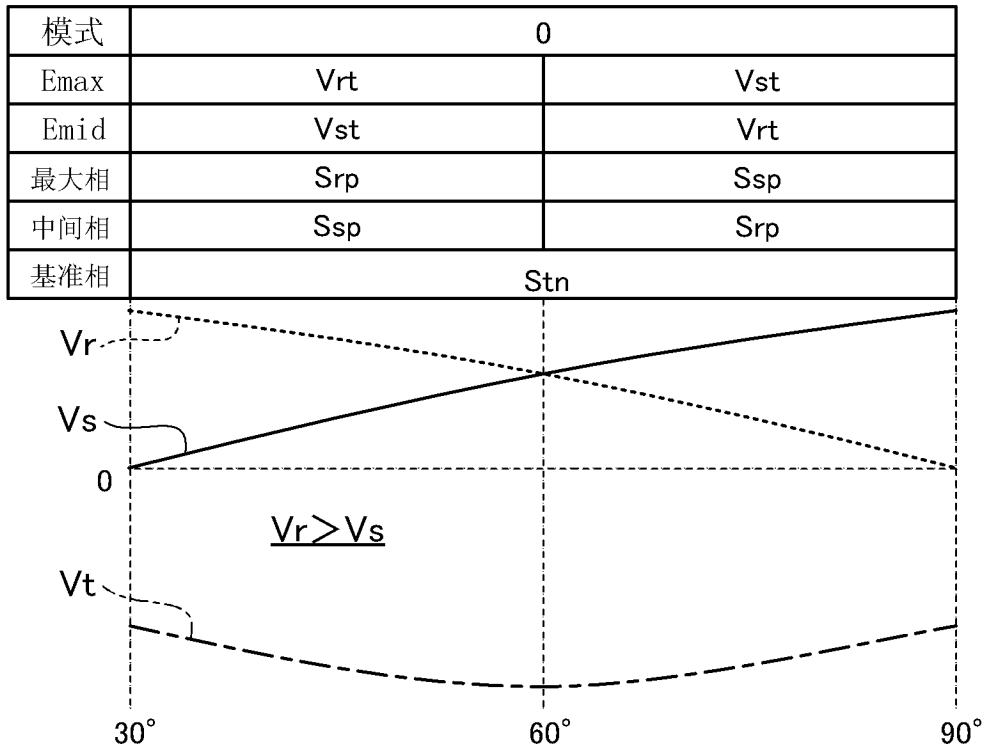


图 13

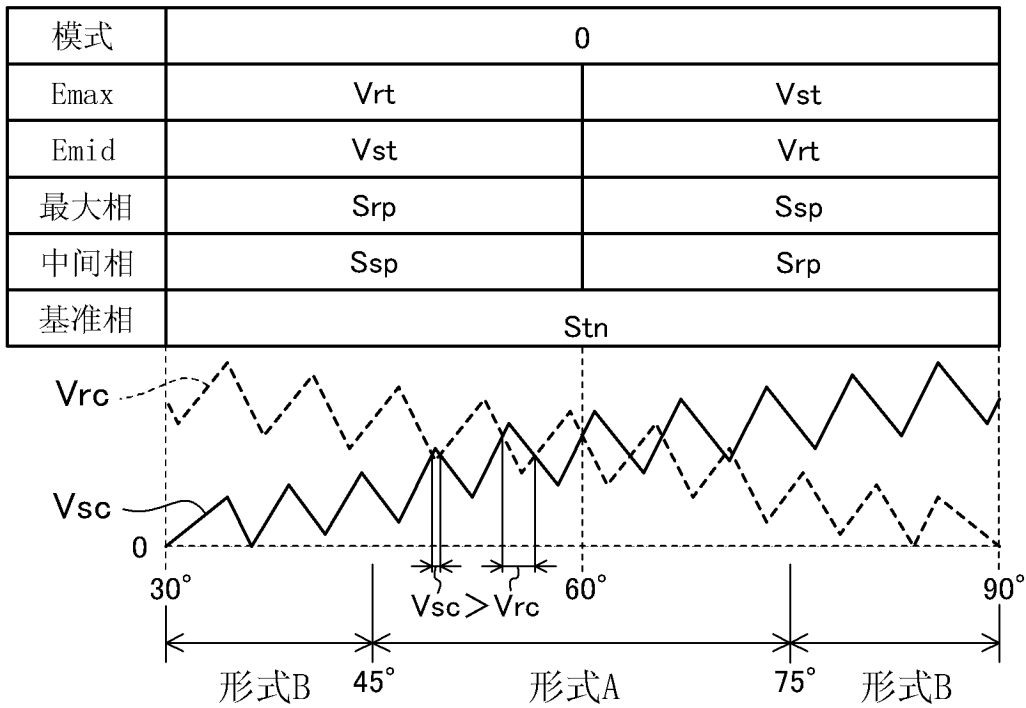


图 14

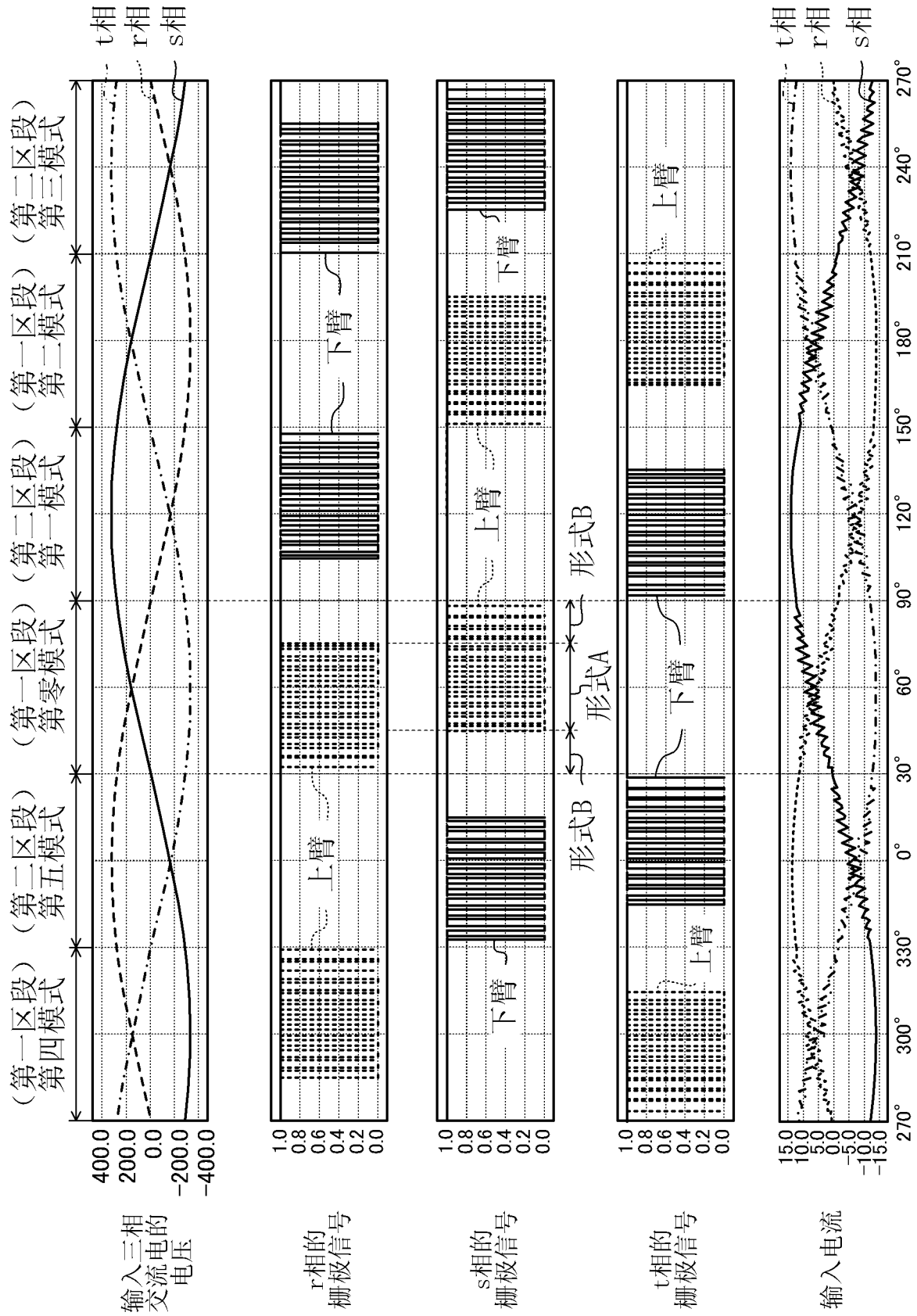
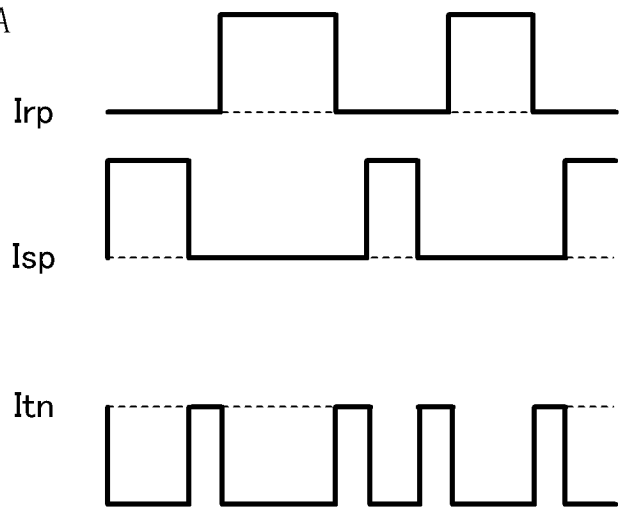


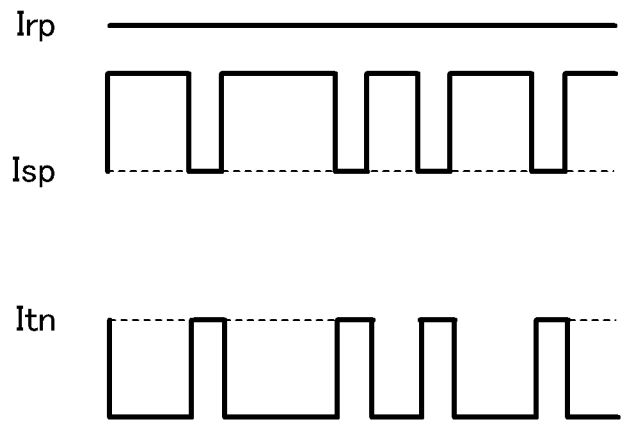
图 15

栅极形式A



(A)

栅极形式B



(B)

图 16

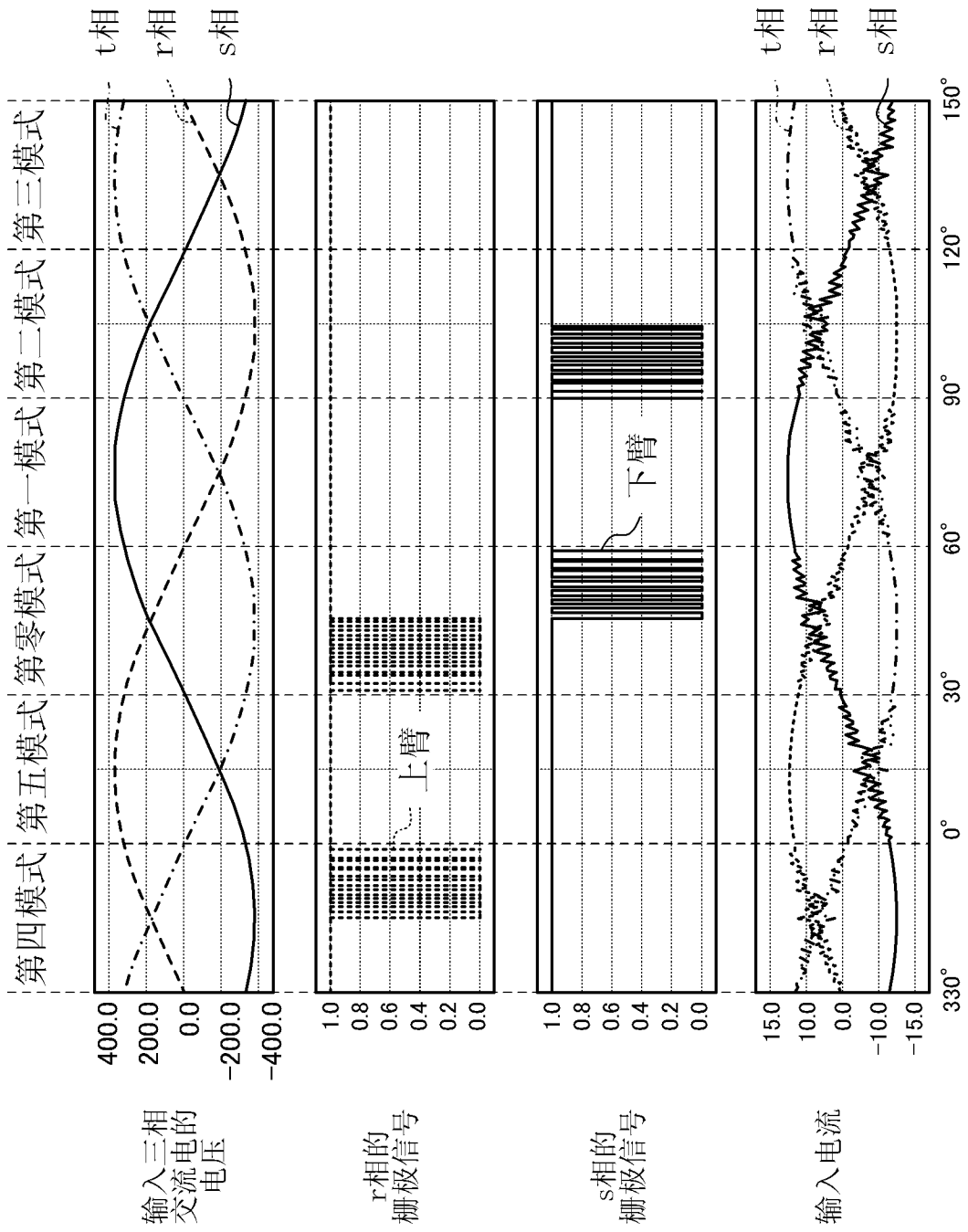


图 17

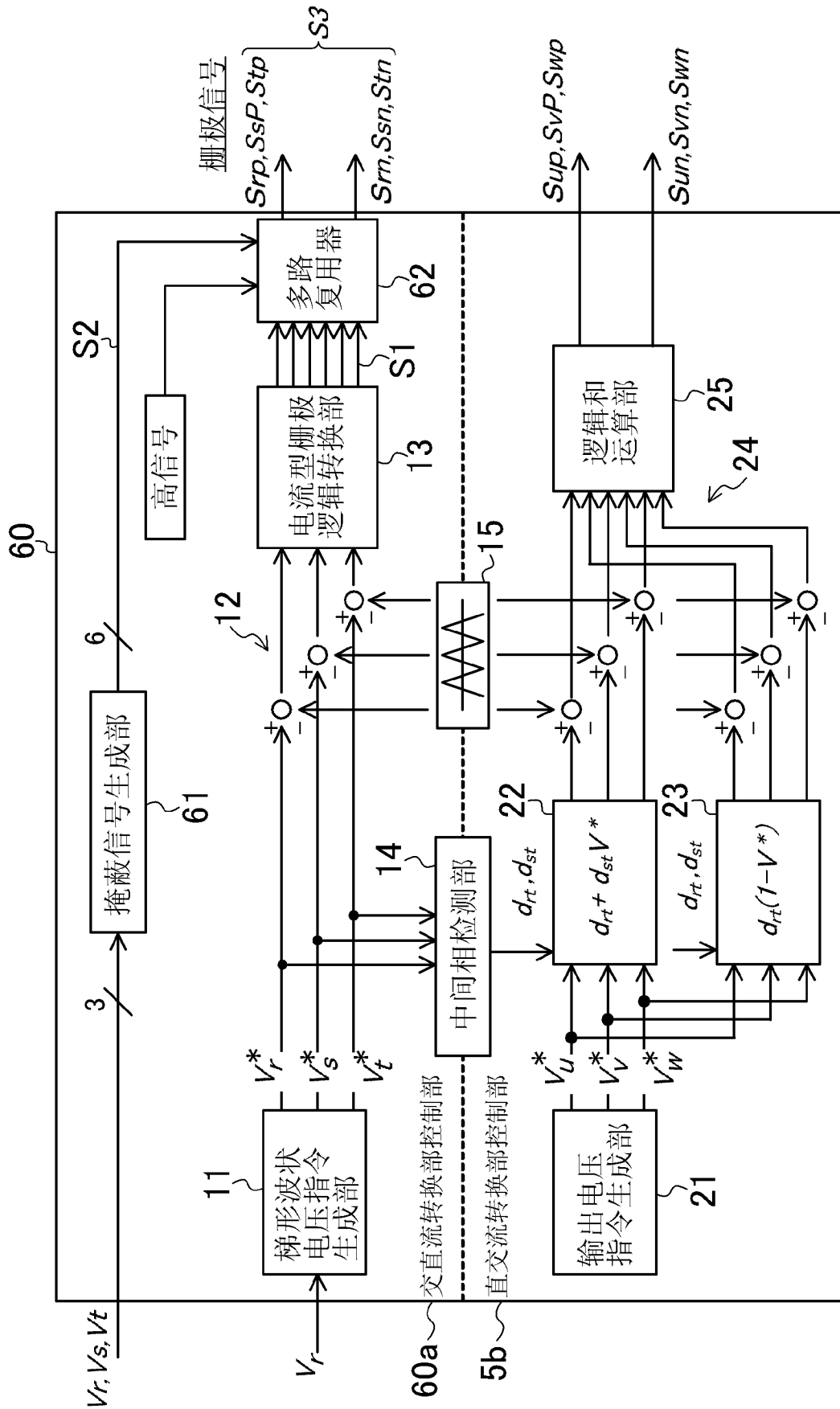


图 18

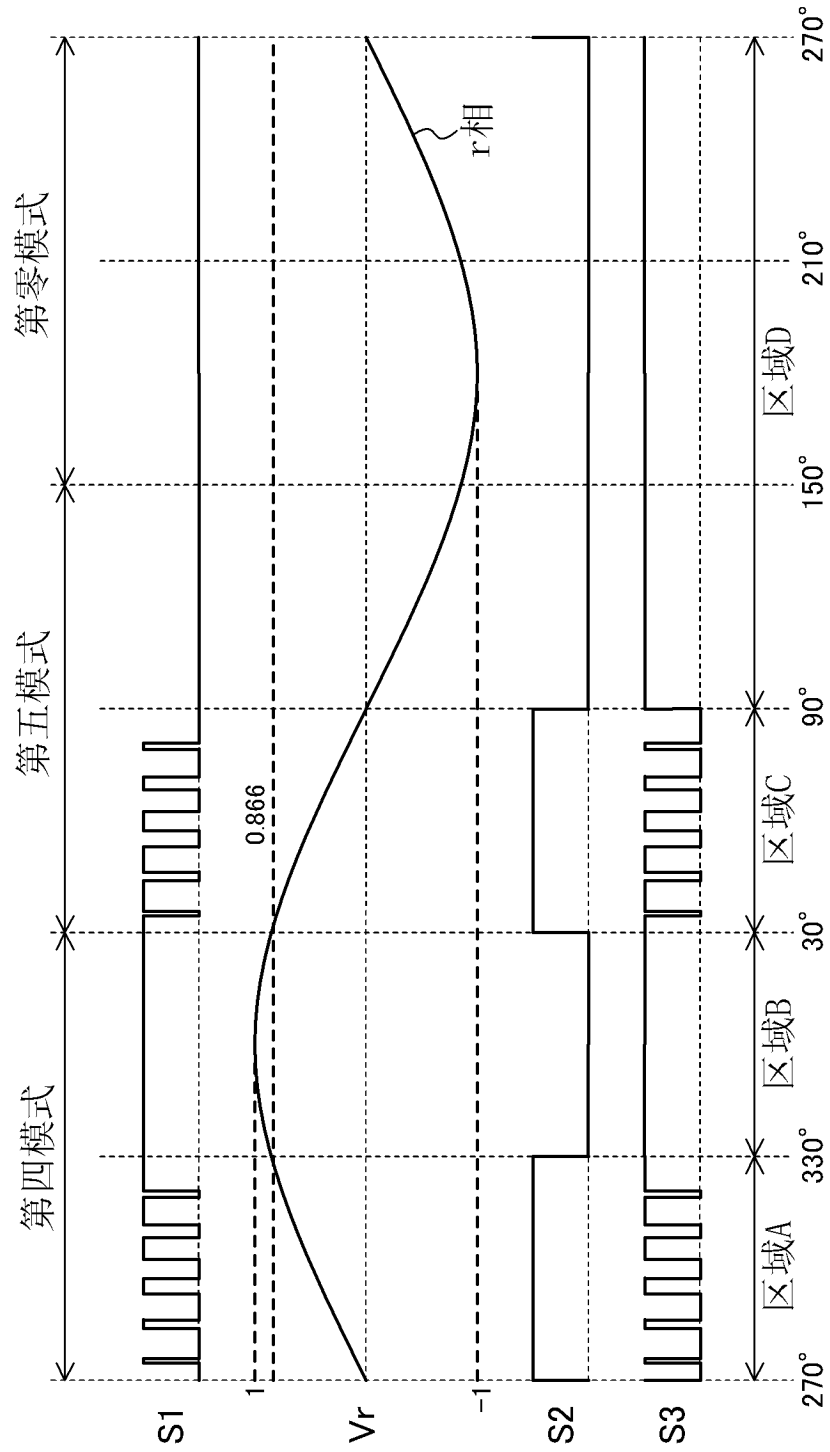


图 19

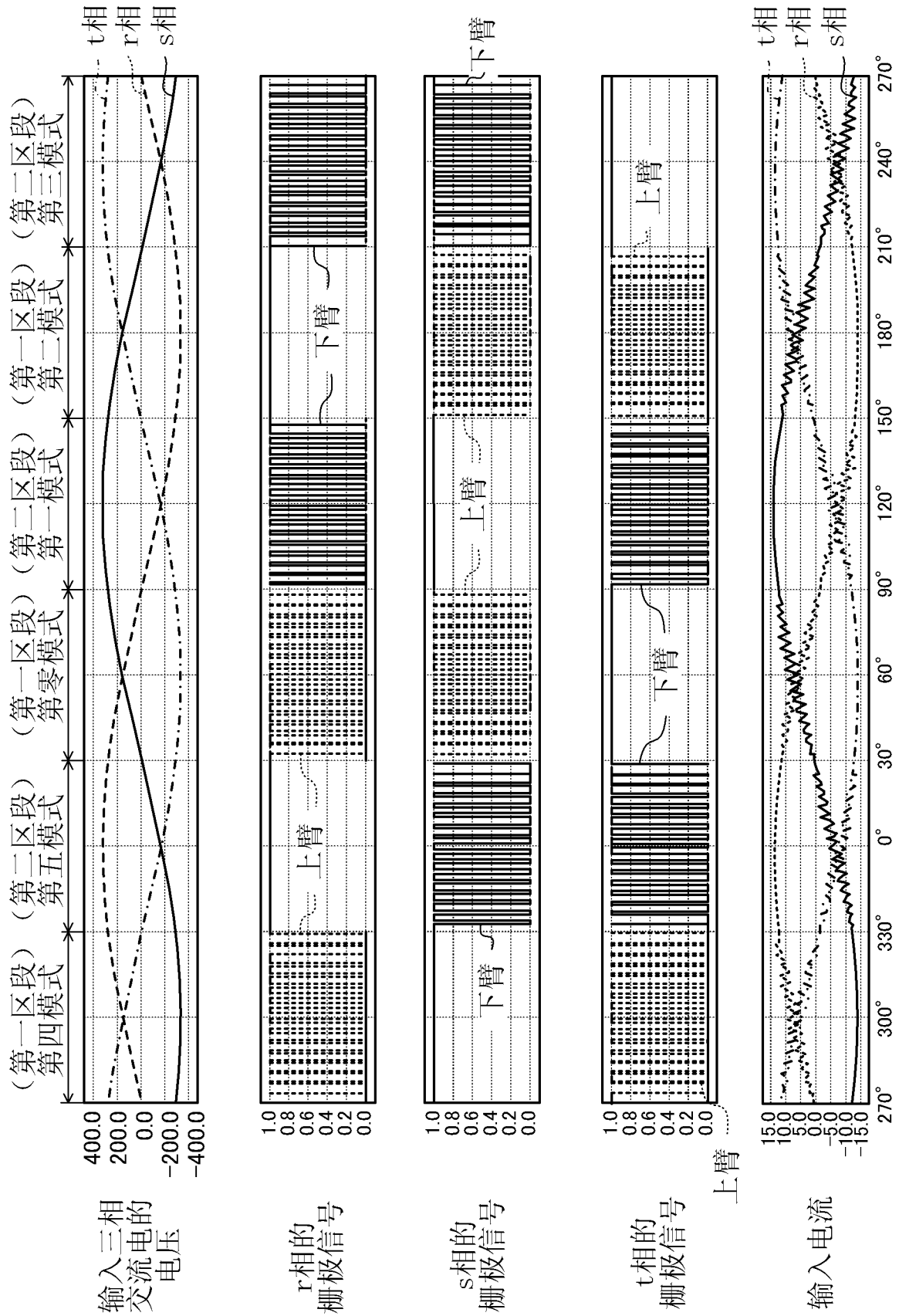


图 20