

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 96180321.5

[45] 授权公告日 2001 年 11 月 7 日

[11] 授权公告号 CN 1074603C

[22] 申请日 1996.6.6

[21] 申请号 96180321.5

[86] 国际申请 PCT/JP96/01538 1996.6.6

[87] 国际公布 WO97/47070 日 1997.12.11

[85] 进入国家阶段日期 1998.12.7

[73] 专利权人 株式会社 I-HITS 研究所

地址 日本神奈川县

共同专利权人 株式会社千代田

[72] 发明人 铃木康畅 菅原庸

[56] 参考文献

平 3-15913 1991.1.24 G05F1/45

审查员 陈钰生

[74] 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

代理人 黄剑锋

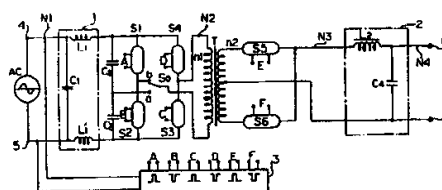
权利要求书 2 页 说明书 17 页 附图页数 22 页

[54] 发明名称 AC-AC/DC 转换器

[57] 摘要

本发明的装置具有:在交流输入端的一个端子与另一个端子之间并联有由第 1 交流开关和第 2 交流开关、第 4 交流开关和第 3 交流开关 分别串接的两条支路,上述第 1 交流开关和第 2 交流开关之间连接变压器初级线圈的一端,其另一端连接在上述第 4 交流开关和第 3 交流开关之间,该变压器次级线圈的一端与第 5 交流开关的一端相连,另一端与第 6 交流开关的一端相连,第 5 和第 6 交流开关的另一端子连接在一起并作为一个输出端,而变压器次级线圈的中点作为另一个输出端;并设置有对上述第 1、第 3 及第 5 交流开关和第 2、第 4 及第 6 交流开关交互以比输入频率高的频率动作的控制单元,由此,由各交流开关,对变压器的初级线圈,输入交流以远比其频率高的频率分别交互地重复向不同方向的导通,即变换成高频率,然后,该高频信号按变压器初、次级线圈匝数比而从次级得到任意的电压值。而且,由于初级侧的交流开关与次级侧交流开关同步动作,所

以次级侧输出信号波形再次成为导通方向一致、波形相近、相似的信号。这样,由于变压器上作用信号是高频信号,所以可使变压器实现小型化和高效率。



知识产权出版社出版

权 利 要 求 书

1. 一种 AC-AC/DC 转换器，在交流输入端一个端子（4）和另一个端子（5）之间并联有由第 1 交流开关（S1）和第 2 交流开关（S2）、第 4 交流开关（S4）和第 3 交流开关（S3）分别串接的两条支路，上述第 1 交流开关（S1）和第 2 交流开关（S2）之间连接了变压器（T）的初级线圈（n1）的一端，其另一端连接在上述第 4 交流开关（S4）和第 3 交流开关（S3）之间，该变压器（T）的次级线圈（n2）的一端与第 5 交流开关（S5）的一端相连，另一端与第 6 交流开关（S6）的一端相连接，上述第 5 交流开关（S5）和第 6 交流开关（S6）的另一端子连接在一起并作为输出的另一端子（6），上述变压器（T）的次级线圈（N2）的中点作为输出的另一端子（7）；本转换器设置有使上述第 1 交流开关（S1）、第 3 交流开关（S3）及第 5 交流开关（S5）和第 2 交流开关（S2）、第 4 交流开关（S4）及第 6 交流开关（S6）交互以比输入频率高的频率动作的控制单元（3），其特征在于，

在变压器（T）的初级侧的各交流开关的输入侧，在交流输入的一端（4）和另一端（5）之间设有被串接的两个电容（C2，C3），

并具有切换装置（S0），用于切换变压器（T）的初级线圈（n1）的另一端与上述两个电容（C2，C3）的连接点（a），或与第 1 交流开关（S1）和第 2 交流开关（S2）的连接点（b）的连接。

2. 根据权利要求 1 所述的 AC-AC/DC 转换器，其特征在于：上述控制单元（3）在交流输入信号由正（或负）半周向负（或正）半周变化时，可使第 5 交流开关（S5）和第 6 交流开关（S6）的动作反转。

3. 根据权利要求 1 所述的 AC-AC/DC 转换器，其特征在于：上述控制单元（3）分别对第 5 交流开关（S5）和第 6 交流开关（S6）

进行脉冲相位调制 (PPM) 控制。

4. 一种 AC-AC/DC 转换器, 其特征在于: 将权利要求 1 所记述的 AC-AC/DC 转换器的交流输出与交流输入合成作为复合信号输出。

5. 一种 AC-AC/DC 转换器, 其特征在于: 采用多个如权利要求 1 所记述的 AC-AC/DC 转换器可用于三相电路。

说明书

AC-AC/DC 转换器

所属技术领域

本发明是有关 AC-AC/DC 转换器的发明，该种转换器具有电压或电流变换功能，并可在各种电子机械、家用电器、家用发电设备以及各种工业设备和发电设备上广泛使用。

背景技术

通常使用的交流用变压器如图 21 所示，是传统的 AC/AC 转换器。但是，由于这种形式的变压器的输出电压是由初级线圈和次级线圈匝数比来确定，所以难以得到任意的电压值。并且，由于以铁和铜为主要材料，体积大且非常笨重。

另一方面，如图 22、图 23、图 24 所示，用半导体元件组成的交流输入、输出的交流控制装置的设计方案也不断被提了出来。

在图 22 中，11 是整流器、12 是平滑电路、13 是变频器 14 是高频滤波器，15 是升压变压器。在这种结构的转换器中，交流输入通过整流器 11 整流而变为直流、由平滑电路 12 去掉脉动成份、然后通过由众所周知的 PWM（脉宽调制）控制的变频器 13 作高速转换处理，由高频滤波器 14 再次变换为低频交流，并由升压变压器 15 按要求变换为所需电压信号。

图 23 的所示装置工作原理是：交流输入通过整流器 11 整流、平滑电路 12 平滑后输入到功率放大器 16 得到所需功率的交流信号，如果必要的话再经过升压变压器 15 变换为所需电压值。

这种交流控制装置可以实现高速控制。例如，当输入为 100V 且有 $\pm 20\%$ 变动量的交流信号时，可以得到 $100V \pm 0.1\%$ 的输出信号。

但是，由于要将交流输入信号先变为直流然后再变为交流，所

以不仅电路很复杂，而且可靠性和转换效率都很差。此外，由于升压变压器 15 是低频变压器，体积大且笨重，成了装置小型化、轻量化的主要不利因素。

此外，在图 24 的装置中（特开平 3—15913 号），不进行使输入的交流电平滑的过程，通过开关将交流电间断地变换为比其频率高的多的频率的交流电，将该交流电向在次级侧设有中心抽头的变压器 2 的初级侧输入，将在变压器 2 的次级侧产生的正电压的双相半波输出和负电压的二相半波输出分别经过由 4 个整流器构成的整流电路 3 整流，将该整流的正负二相半波输出通过半导体开关元件 Q1、Q2 与上述输入交流电的半周同步地开闭，再生输出原有输入交流频率的交流电。

但是，对于这种装置，由于输出被限定为交流，为了得到任意的交流输出，需要在变压器的次级侧设置抽头，并且根据抽头数需要有整流电路 3 和半导体开关 Q1、Q2，使装置的结构复杂。

发明的公开

本发明的目的是提供一种体积小，重量轻且可靠性高的 AC-AC/DC 转换器。

为实现上述目的，本发明采取以下技术方案：

在交流输入端的一个端子和另一个端子之间并联有由第 1 交流开关和第 2 交流开关、第 4 交流开关和第 3 交流开关分别串接的两条支路，上述第 1 交流开关和第 2 交流开关之间连接了变压器初级线圈的一端，其另一端连接在上述第 4 交流开关和第 3 交流开关之间，该变压器次级线圈的一端与第 5 交流开关的一端相连，另一端与第 6 交流开关的一端相连接，上述第 5 和第 6 交流开关的另一端子连接在一起并作为一个输出端，而上述变压器的次级线圈的中点作为另一个输出端；同时本装置中设置有对上述第 1、3 及第 5 交流开关和第 2、第 4 及第 6 交流开关交互输入交流信号使之分别作高

频动作的控制单元。根据上述结构，由于上述各交流开关的动作，输入交流信号变为远比输入时高的高频信号分别以互异的导通方向反复作用于变压器的初级线圈。然后，该高频信号按变压器初、次级线圈匝数比而从次级得到任意的设定的电压值。而且，由于初级侧的交流开关与次级侧交流开关同步动作，所以次级侧输出信号波形再次成为导通方向一致、波形相近、近似的信号。这样，由于变压器上作用的信号是高频信号，所以可实现变压器的小型化和高效率。

各交流开关内分别设置有两个半导体元件，该两半导体元件的被控端子之间分别在导通方向的反方向上连接有二极管，该两半导体元件的同一极被控端子连接在一起、而另一被控端子处当控制端子处输入同一控制信号时可进行交流开、关动作。这样就可实现高速动作，且不产生噪声。

在变压器初级一侧设置的各交流开关输入侧即交流输入的一端和另一端之间串接有两个电容，在变压器初级线圈的一端连接有切换开关，用于切换是上述电容之间还是交流开关之间端头与之连通。这样，易于实现输出电压值为输入电压值二分之一的切换。

上述控制单元在交流输入信号由正（或负）半周向负（或正）半周变化时可控制第 5 交流开关和第 6 交流开关作相反的并关动作。这样，易于实现在同一结构下由交流输出向直流输出转换。

上述控制单元分别对第 5 和第 6 交流开关进行脉宽调制（PWM）控制。这样，对应于脉冲宽度比值，易于得到任意的输出电压值。

上述控制单元至少对第 1 和第 2 交流开关或者对第 3 和第 4 交流开关中的一组进行脉宽调制（PWM）控制。这样，对应于脉宽比值易于得到任意的电压值。

将变压器次级线圈两端的输出进行全波整流作为转换器的一个输出端，变压器次级线圈的中点作为转换器输出的另一端。这样，

如果输出固定为直流，则第 5 和第 6 交流开关可以不要，使电路结构简单、成本得以降低。

在变压器初级线圈一端连接有第 3 和第 4 交流开关，该两交流开关靠近交流输入端的一侧即两交流开关之间串接有两个电容，该两电容之间与变压器初级线圈的另一端相连接。这样，输入电压信号变为波形相似的、二分之一幅值的信号，且省略了第 1 和第 2 交流开关，可以得到电路结构简单，成本低的 AC-AC/DC 转换器。

即使使用上述结构的电路，前面记述的控制单元也可分别对第 5 和第 6 交流开关进行脉宽调制（PWM）控制。这样，在上述结构的电路中，也可以得到与脉冲宽度相对应的任意输出电压值。

用前面记述的控制单元可将上述脉宽调制控制改为等效的脉冲相位调制（PPM）控制，也就是说，使第 5 和第 6 交流开关的控制信号的相位相对于第 1 至第 4 交流开关的控制信号的相位从 0° 到 90° 连续变化而实现控制。这样，即使是与上述相同的电路，易于得到与脉冲相位相对应的任意电压值。

如果将第 5 和第 6 交流开关的控制信号的相位相对于第 1 至第 4 交流开关的控制信号的相位从 90° 到 180° 连续变化也可以进行等效的脉宽调制控制。这样，在交流输出的情况下，将上述相位反转而在直流输出的情况下将其极性反转，即可很容易地得到相应于脉冲宽度的任意输出电压值。

在上述结构的电路中，也可将变压器次级线圈两端的输出进行全波整流作为转换器的一个输出端，该变压器次级线圈匝点作为转换器的另一个输出端。这样，即使在上述电路中，也可将输入电压信号变为波形相似的二分之一幅值的信号，且可省略掉第 1 和第 2 交流开关，能够得到电路结构简单，成本低的 AC-AC/DC 转换器。

如果将上述 AC-AC/DC 转换器的输出和交流输入组合起来，可得到合成输出信号。这样，将两者电压组合起来，可得到由“输入电

压” + “AC-AC/DC 转换器的输出电压” 到 “输入电压” - “AC-AC/DC 转换器的输出电压” 之间的任意电压值。

附图的简单说明：

图 1A 是表示本发明实施例 1 的 AC-AC/DC 转换器基本结构的电路示意图。

图 1B 是图 1A 中节点 N1~N4 处信号波形示意图。

图 2 是交流开关结构的示意图例。

图 3A 是图 1A 中各交流开关控制信号示意图。

图 3B 是可产生图 3A 所示控制信号的控制单元具体组成例的框图。

图 4 是本发明实施例 2 的 AC-AC/DC 转换器在如图 1A 所示电路中节点 N1~N4 处信号波形示意图。

图 5A 是产生如图 4 所示动作时各交流开关控制信号示意图。

图 5B 是产生如图 5A 所示控制信号的控制单元具体组成例的框图。

图 6 是本发明实施例 3 的 AC-AC/DC 转换器在如图 1A 所示电路中各节点 N1~N4 处信号波形示意图。

图 7A 是发生如图 6 所示动作时各交流开关控制信号的示意图。

图 7B 是产生如图 7A 所示 PWM 控制信号的控制单元具体组成例的框图。

图 8 是本发明实施例 4 的 AC-AC/DC 转换器在如图 1A 所示电路中各节点 N1~N4 处信号波形示意图。

图 9A 是产生图 8A 所示动作的各交流开关控制信号示意图。

图 9B 是产生图 9A 所示 PPM 控制信号的控制单元具体组成例的框图。

图 10 是表示本发明实施例 5 的 AC-AC/DC 转换器基本结构的电路图。

图 11 是表示本发明实施例 6 的 AC-AC/DC 转换器基本结构的电路图。

图 12 是本发明有关的 AC-AC/DC 转换器各信号波形实测电路 1 的示意图。

图 13A 是图 12 所示电路中节点 N11、N12 处信号波形示意图。

图 13B 是图 12 所示电路中节点 N13、N13 处信号波形示意图。

图 13C 是图 12 所示电路中节点 N12、N13 处信号频率范围的放大示意图。

图 14 是本发明有关的 AC-AC/DC 转换器各部位波形实测电路 2 的示意图。

图 15A 是图 14 所示电路中节点 N23、N24 处信号波形示意图。

图 15B 是图 14 所示电路中节点 N23、N24 处信号波形示意图。

图 15C 是图 14 所示电路中节点 N25、N26 处信号波形示意图。

图 15D 是图 14 所示电路中节点 N23、N24 处信号频率范围的放大示意图。

图 15E 是图 14 所示电路中节点 N27 处信号波形示意图。

图 15F 是图 14 所示电路中交流开关 S3、S4 的漏-源极间波形示意图。

图 16A 是根据图 1 所示电路和图 9B 所示控制单元进行 PPM 控制时电路各部位处信号的实测波形图（相位滞后为 0° 时）。

图 16B 是图 16A 所示情况下输出信号的波形图。

图 17A 是根据图 1 所示电路和图 9B 所示控制单元进行 PPM 控制时电路各部位处信号的实测波形图（相位滞后为 45° 时）。

图 17B 是图 17A 所示电路中输出信号的波形图。

图 18A 是根据图 1 所示电路和图 9B 所示控制单元进行 PPM 控制时电路各部位处信号的实测波形图（相位滞后为 90° 时）。

图 18B 是图 18A 所示电路中输出信号的波形图。

图 19A 是根据图 1 所示电路和图 9B 所示控制单元进行 PPM 控制时电路各部处信号的实测波形图（相位滞后为 135° 时）。

图 19B 是图 19 示电路中输出信号的波形图。

图 20A 是根据图 1 所示电路和图 9B 所示控制单元进行 PPM 控制时电路各部位处信号的实测波形图（相位滞后为 180° 时）。

图 20B 是图 20A 所示电路中输出信号的波形图。

图 21 是传统变压器的示意图。

图 22 是表示由传统变换器形成的交流电源装置结构的框图。

图 23 是表示由传统功率放大器形成交流电源装置结构的框图。

图 24 是传统变换器形成的交流电源装置的次级侧的电路图。

发明的最佳实施形式

下面参照所示图例说明本发明有关的 AC-AC/DC 转换器。图 1A 是本发明有关的 AC-AC/DC 转换器实施例 1 的电路图。图中 AC 是输入的交流电源，1 是输入端滤波器，2 是输出端滤波器，3 是控制单元，S1、S2、S3、S4、S5、S6 分别是第 1、第 2、第 3、第 4、第 5、第 6 交流开关，切换部件 S0。是输出切换开关。

下面说明电路的连接方式。输入端子 4 和 5 分别与输入端滤波器 1 的两个输入端子即电感 L1 与电容 C1 的共同端和电感 L1' 与电容 C1 的共同端相连，同时与兼有计时功能和驱动第 1 交流开关 S1 至第 6 交流开关 S6 的控制单元 3 的两端相连接。输出端滤波器 1 的一个输出端即电感元件 L1 的另一端头与电容 C2 和第 1 交流开关 S1 及第 4 交流开关 S4 的共同端相连，其另一端即电感元 L1' 的另一端头与电容 C3 和第 2 交流开关 S2 及第 3 交流开关 S3 的共同端相连接。上述电容 C2 和 C3 的另一端连接在一起，并与开关 S0 的 a 接点相连，上述第 4 交流开关 S4 与第 3 交流开关 S3 的另一端头连接在一起，并与变压器 T 的初级线圈 n1 的一端相连。第 1 交流开关 S1 与第 2 交流开关 S2 的另一端头连在一起，并与开关 S0 的 b 接点相

连，该开关 S_0 的公共点与上述变压器 T 的初级线圈 n_1 的另一端相接。本图例中，输出切换开关 S_0 的 b 接点处于接通状态。各交流开关 $S_1 \sim S_6$ 的控制端子 $A \sim F$ 分别对应于控制单元 3 的控制输出端 $A \sim F$ ，并分别与之相连。

上述变压器 T 的次级线圈 n_2 的一端与第 5 交流开关 S_5 的一个端点相连，其另一端与第 6 交流开关 S_6 的一个端点相连接。上述第 5、第 6 交流开关 S_5 、 S_6 的另一个端点连接在一起，并且与输出端滤波器 2 的一个输入端即电感 L_2 的一个端点相连接。上述变压器 T 的次级线圈中点与输出端滤波器 2 另一个输入端即电容 C_4 的另一端点相连，并通过输出滤波器 2 的一个输出端与输出端子 7 相连接。上述输出端滤波器 2 输出的另一端即电感 L_2 与电容 C_4 的共同接点与输出端子 6 相连接。

上述各交流开关 $S_1 \sim S_6$ 的具体结构图例如图 2 所示。该图中， Q_1 、 Q_2 是半导体元件， D_1 、 D_2 是二极管。本例中由于在半导体元件中使用了 n 通道的金属氧化物场效应管，所以其一侧被控端子即源极相连在一起，另一侧被控端子即漏级间加有交流电压。另外，在上述半导体元件 Q_1 、 Q_2 即 n 通道场效应管的被控端子（ D 、 S ）之间分别连接了与其导通方向（漏 $\rightarrow$ 源方向）相反的二极管 D_1 和 D_2 。也就是说，在各个场效应管漏极一侧的负极与源极一侧的正极分别相连。这样，将控制信号输入到各半导体元件 Q_1 、 Q_2 的控制端即栅极，就可以控制交流信号。换句话说，当各场效应管接通时，交流信号的前半周中，电流由 Q_1 的 $D \rightarrow S \rightarrow D_2$ （或者说还有 Q_2 的 $S \rightarrow D$ ）方向即箭头 A 所示方向流动，而在下半周中，由 Q_2 的 $D \rightarrow S \rightarrow D_1$ （或者说还有 Q_1 的 $S \rightarrow D$ ）方向即箭头 B 所示方向流动。当然，二极管 D_1 、 D_2 并非决不可少的，也可以根据耐压和电流容量的条件利用半导体元件 Q_1 、 Q_2 的特性得到上述相同的效果。

下面说明上述结构的 AC-AC/DC 转换器的动作原理。首先，由控

制单元 3 分别供给交流开关 S1、S3、S5 正相驱动脉冲，供给交流开关 S2、S4、S6 反相驱动脉冲。当该 AC-AC/DC 转换器的输入端子 4、5 作用有交流信号后，则通过输入端滤波器分别在交流开关 S1、S4 及 S2、S3 的一个端头上施加了交流电压。各交流开关 S1~S4 如前面叙过那样在 S1、S3 和 S2、S4 之间交互进行开、关动作，且其开、关频率远高于输入的交流电源频率时，相对于变压器 T 产生了方向相反的两路交互开关动作信号，即：

(1) 交流开关 S1→变压器 T→交流开关 S3；

或者

(2) 交流开关 S4→变压器 T→交流开关 S2。这样，工频（市电频率）信号的半个周期变成了高频双极性信号，也就是说，变成了由工频信号包络调制的高频功率信号，然后将转换为上述高频信号的交流输入作用到变压器 T 的一次线圈 n1 上并传输给二次线圈 n2。

上述变压器 T 的二次线圈 n2 的两端分别与交流开关 S5、S6 的端点相连，该交流开关 S5、S6 的另一端点连在一起并作为输出端与输出端滤波器 2 的一个输入端相连接。此外，变压器 T 的次级线圈 n2 的中点作为变压器 T 的另一输出端亦与滤波器 2 的另一个输入端相连接。这样，交流开关 S5 与交流开关 S1、S3 同步动作，交流开关 S6 与交流开关 S2、S4 同步动作。也就是说，交流输入的半周内电流方向始终是一致的。因此，通过交流开关 S1、S3 和 S2、S4，变换为高频的交流输入波形一侧反转后再次合成为与输入交流波形相似的信号。由于电压大小可由变压器 T 的线圈匝数比任意设定，所以，经过输出端滤波器 2 去除掉高频成分，即可由输出端子 6、7 输出波形与输入相似的所需电压、电流信号。

上述动作过程中，AC-AC/DC 转换器各部位的信号波形如图 1B 所示。图中 N1~N4 分别表示图 1A 中节点 N1~N4 处的波形。

图 3A 所示是上述 AC-AC/DC 转换器中由控制单元 3 的输出端子 A~F 输入到各交流开关 S1~S6 对应的控制端子 A~F 处的控制信号波形，由于本例中只说明其基本动作原理，所以端子 A、C、E 上作用的正相脉冲和端子 B 上作用的反相脉冲均为占空比（デューティ一比）是 50% 的信号。

图 3B 是产生上述控制信号的控制单元 3 的图例，其中，CLK 是时钟信号发生器、FF 是触发器，D 是 D 型触发器，INV1~3 是反相器，PC1~6 是光电耦合器。时钟信号发生器 CLK 产生的时钟脉冲信号，经过触发器 FF 分别变为正、反相脉冲，供给光电耦合器 PC1、PC3、PC5 和 PC2、PC4、PC6。当该时钟脉信号经过 D 触发器后，延迟一个脉冲的时间，然后经反相器 INV3 与上述触发器的信号一起驱动各光电耦合器。此外，作为上述结构的电路示例之一，可以对上述交流开关 S1~S6 进行定时，同时也可以与诸如 PWM 控制用 IC、CPU 及其周边部件、控制程序一起组成实用的电路。

下面，就上述控制单元 3 的时钟频率与变压器 T 的关系加以说明。由于交流开关 S1、S3 以及 S2、S4，输入交流信号被变换为高频信号，而用在变压器 T 上的电压 V，频率 f、线圈匝数 N、铁芯的截面积 A 以及最大磁通密度 Bm 之间有如下关系：

$$V=4 \cdot f \cdot N \cdot A \cdot B_m$$

如果同一外加电压下，频率提高 1000 倍的话（例如 50Hz 提高到 50KHz）线卷匝数 N、铁芯截面积 A、最大磁通密度 Bm 分别可成为原来的十分之一。这样，就有可能使变压器实现最大限度的小型、轻量化，且功率损耗很小。此外，由于可根据匝数比变换输出电压值，所以能够将交流电能变换为任意想要的电压和电流值。

下面，就输出切换开关 S0 的 a 接点接通后电路的动作原理加以说明。如前所述，输出切换开关 S0 的 a 接点与串接的电容 C2 和 C3 之间的节点相连。如果电容 C2 与电容 C3 的电容值相等的话，则 a

接点的电位是输入电压的二分之一。所以，当 a 接点侧接通时，作用在其上的电压变为输入值的二分之一，输出电压也成了二分之一。这种情况下，交流开关 S1、S2 并未使用，也就是说，如果电路一直处于由电容 C2、C3 分压的固定状态下使用时，交流开关 S1、S2 可以省略不用。

上面就本发明有关的 AC-AC/DC 转换器的基本结构及其动作原理进行了说明，下面对各应用实例加以说明。

图 4 是本发明实施例 2 的各部位波形示意图。主要的电路结构与图 1 相同，说明从略。本例中，N1 和 N2 点的波形与实施例 1 相同，而 N3 和 N4 点处交流信号波形的后半周（II）被反转成了直流（脉动电流），这一点与实例 1 不同。

图 5A 是实现上述动作的控制单元 3 的控制信号和节点 N4 输出信号波形的同步示意图。该图中，通过判别输入信号前半周（I）和后半周（II）的识别信号 HCS，使交流开关 S5 和 S6 的动作相反。这样，在输入波形后半周（II）期间内导通方向与前半周相反，其结果使输出波形的前半周（I）和后半周（II）具有同一极性，从而变为直流。

图 5B 是供给上述控制信号的控制单元 3 的结构示意图。首先，由检波器 Det 检测出输入信号的前半周（I）和后半周（II），产生识别信号 HCS。然后，用该识别信号由各或非门 NOR1~4 或 NOR5~8 选择触发器 FF 的正逻辑/负逻辑输出信号即 INV1 或 INV2 的信号，以驱动光电耦合器 PC5 或 PC6。开关 SW 是用于选择直流输出（本实施例）和交流输出（实施例 1）的切换开关。在交流输出的情况下，通常是高电平，且识别信号 HCS 并不输入到 NOR4、NOR8。本电路其它组成部分与图 3B 相同，同一结构要素用同样的符号，所以说明从略。

图 6 是本发明实施例 3 的各部位波形示意图。主要的电路结构

与图 1A 所示电路相同，说明从略。本例中，节点 N1 及 N2 的波形与实施例 1 相同，但是节点 N3 的波形中，恢复了交流包络波形的各高频脉冲幅值变小且各脉冲间有电流断开的空档，所以节点 N4 的输出波形由于节点 N3 的电流有断开空档成为相对于输入信号的低电压（或电流）小幅值波形信号。

图 7A 是控制上述动作的控制单元 3 的控制信号与节点 N3 处波形的关系示意图。图中与节点 N3 波形相重合且用虚线表示的是节点 N4 处的输出波形。由图可以清楚地看到，交流开关 S1、S3 和 S5 或者交流开关 S2、S4 和 S6 的控制信号之间有相位差存在，交流开关 S5 和 S6 的接通时间均变短。也就是说，相对于交流开关 S1、S3 或者 S2、S4，交流开关 S5 或者交流开关 S6 的控制信号比所定时间延迟后，则同时使接通时间变短。这样，节点 N3 处出现的脉冲波形只与交流开关 S1、S3、S5 或交流开关 S2、S4、S6 同时处于有效期间（图中 S5、S6 信号中斜线所示部分）。这种情况下，如果交流开关 S5、S6 的驱动脉冲相位滞后 60° ，则输出降低 $1/3$ ，滞后 180° 则输出为零。

图 7B 是供给上述控制信号的控制单元 3 的结构示意图。与图 5B 相比较，分别在或非门 NOR1 以及 NOR5 的输出端设置了延迟电路 DL1 和 DL2，其他组成部分与图 5B 相同，说明从略。虽然本图是由图 5 所示回路中设置延迟回路 DL1、DL2 而形成的，只要对交流开关 S5、S6 的控制信号能够进行脉宽调制控制的电路均可使用，所以市场上的 PWM 控制 IC 之类器件也能使用。此外，上例中是对交流开关 S5、S6 进行脉宽调制，也可以对诸如交流开关 S1、S3 和交流开关 S2、S4 任一方或全部用脉宽调制控制（PWM 控制），其效果是相同的。

图 8 是本发明实施例 4 中有关各的波形示意图。其中主要电路结构与图 1 所示电路相同，说明从略。本例中，节点 N1、N2 各点的信号波形与图 6 相同，而节点 N3 处的波形中，当恢复交流波形时，

高频脉冲的振幅有上下之分（即有正负脉冲）。这样，输出端滤波器 2 输出的波形即节点 N4 处的波形是由具有正负值的脉冲幅值平均而得，也就是说，其电压值是上下之差。如果使交流开关 S5、S6 的控制信号的相位相对于交流开关 S1~S4 的控制信号产生相移（滞后或超前），则交流开关 S5、S6 接通期间内交流开关 S1、S3 和交流开关 S2、S4 交替动作使输出电压出现了相应的正负两侧波形。这种相位控制方式相对于 PWM 控制来说，又称为 PPM（脉冲相位调制）方式。举例说明的话，如果交流开关 S5、S6 的控制信号的相位相对于交流开关 S1~S4 控制信号滞后 90° ，则节点 N3 处出现的脉冲电压上下振幅及幅宽相等，其平均值为零。

图 9A 是控制上述动作的控制单元 3 的控制信号与节点 N3 处信号波形的关系示意图。与节点 N3 处信号波形重合且用虚线表示的是节点 N4 的输出波形。本例中表示的是，交流开关 S5、S6 控制信号的相位相对于交流开关 S1~S4 控制信号滞后 45° 时的波形。由图可以清楚地看到，如果交流开关 S5 初始状态为接通时，则从交流开关 S1、S3 向交流开关 S2、S4 切换、节点 N3 处出现了由正向负转换的脉冲波形。当交流开关 S5、S6 控制信号的相位滞后超过 90° 而小于 180° 时，则图 9A 所示波形中，正向脉冲的幅值比反向脉冲窄，且输出端滤波器的输出信号即节点 N4 处信号波形如果是交流的话相位与输入相反，如果是直流的话极性相反。也就是说，当交流开关 S5、S6 控制信号的相位由 0° 向 180° 变化时，则输出的交流电压从正相的最大值经过零值（ 90° 时）向反相的最大值连续变化。而在直流输出的情况下，从正的直流最大值经过零电压值向负的直流最大值连续变化。

图 9B 是提供上述控制信号的控制单元 3 的结构示意图例。本图所示电路是将图 7B 所示电路中光电耦合器 PC6 及 PC6 的负极一侧串接的电阻 R 接地而得成的。在该结构中，光电耦合器 PC5 和 PC6 的

输出并不受 D 触发器输出的控制，其开断区间的波形经过检波器 D11、D12 相位变化。其它组成部分与图 5B 所示电路相同，说明从略。

图 10 是本发明实施例 5 的示意图。将图 1A 示电路中输出端 7 与输入端 4 相连，将输出端 6 处连接的端子 8 与另一个输入端 5 处连接的端子 9 作为电路的输出端，即是图 10 所示电路。由于在图 5B 所示电路的输出端作用有输入交流信号，所以可进行下述电压操作。例如，当使交流开关 S5、S6 的控制信号的相对相位在 PWM 控制时从 0° 到 360° 变化，在 PPM 控制时由 0° 到 180° 变化，则端子 6、7 间的交流电压信号由正相位的最大值经过 0 值到负相位的最大值变化。如果设该信号中可变输出为 V_1 、交流输入电压为 V_o ，则总的输出电压 V 为

$$V=V_o \pm V_1$$

并可连续变化。虽然已有具备同样功能的感应式调压器，但是本发明的转换器体积、重量可以做得相当小且输入输出间无相位变化，性能优于前者。

图 11 是本发明实施例 6 的电路示意图。该电路是由图 1A 所示电路中将交流开关 S5、S6 用二极管 D51、D52 置换而形成全波整流电路的直流专用电路。还有，在输出端滤波器 2 的电感 L2 的一端和输出端子 7 之间反接串联有二极管 D53、D54，该两二极管的中点和电感 L2 的另一端之间串联了电感 L3 和电容 C5，从而减小了输出的脉动。这种结构可进一步减小体积、减轻重量和元件个数。其电压调整也可以通过对交流开关 S1、S3 以及交流开关 S2、S4 的控制信号进行时间比例控制来实现。

下面通过图 12~15 说明本发明有关的 AC-AC/DC 转换器试验电路及其实测结果。在如图 12 所示结构的试验电路中，当开关频率约为 20KHz 时，各节点 N11~N14 处的波形分别如图 13A、13B、13C 所

示。图 13A 下部是节点 N11 处的波形，上部是由交流开关 S3、S4 在节点 N12 处出现的波形。图 13B 的下部是节点 N13 处的波形，图上并未画出，实际上其中含有高频成分。图 13B 的上部是节点 N14 处的波形，其中高频成分已被电感 L2 和电容 C4 滤掉。图 13C 的上部表示的是节点 N12 处信号在频率范围被扩大后的波形，是高频调制后的状态。图 13C 的下部是节点 N13 处的波形，是由上部图形所示信号经交流开关 S5、调整至同一极（正极一侧）后的状态。

图 14 所示直流输出的试验电路中有关各节点 N21~N27 的波形如图 15A~15F 所示。图 15A 是节点 N21、N22 处的信号波形示意图，节点 N22 的波形由于电容 C2、C3 的分压，只是节点 N21 的二分之一大小。图 15B 的上部及下部分别是节点 N23、N24 处的波形示意图。由图可知，通过相应的交流开关 S4 或 S3 的动作、输入的交流信号波形成为高频波，并在正、负两侧交替切换。图 15C 所示是变压器 T 的初级线圈或次级线圈的节点 N25 以及 N26 处的波形，由交流开关 S3、S4 转换为高频信号并分别具有上下两侧。图 15D 是交流开关 S3、S4 调制的高频（20KHz）电压波形在频率范围扩大后的状态。图 15E 是节点 N26 处的信号经整流后出现在节点 N27 处的信号波形示意图。图 15F 是交流开关 S3、S4 的半导体元件即金属氧化物场效应管的漏—源极间电压的示意图。

图 16A 是图 1 和图 9B 所示控制单元进行 PPM 控制时各部位测定的波形图。其中，a 是节点 N2 处频率范围扩大时的输入信号波形、b 是交流开关 S5 的控制信号、c 是交流开关 S6 的控制信号、d 是交流开关 S1~S4 的控制信号。在图 16A 所示的情况下，由于交流开关 S5（或反转后的交流开关 S6）的控制信号和交流开关 S1~S4 的控制信号大致处于同一相位，所以输出电压波形如图 16B 所示正相出现最大电压值。图 17A 也是图 1 和图 9B 所示控制单元进行 PPM 控制时各部位测定的波形图。由于与图 16A 相同，所以说明从略。这时，

交流开关 S5 的控制信号（反转后交流开关 S6 的控制信号）相对于交流开关 S1~S4 的控制信号滞后 45° 左右，所以，输出交流电压波形如图 17B 所示相对于正相最大电压下降 50%左右。

图 18A 也是图 1 和图 9B 所示控制单元进行 PPM 控制时各部位测定的波形图。其中符号与图 16A 相同，说明从略。在该图所示情况下，交流开关 S5（反转后交流开关 S6）的控制信号相对于交流开关 S1~S4 的控制信号滞后 90° 左右，所以，输出电压波形如图 18 示，大致为零。此外，图 18B 中上下对称出现的波形是噪声成分，其平均值大致为零伏。

图 19A 示是图 1 和图 9B 所示控制单元进行 PPM 控制时各测定的波形图。其中符号与图 16A 相同，说明从略。在该图所示情况下，交流开关 S5 的控制信号（反转后交流开关 S6 的控制信号）相对于交流开关 S1~S4 滞后 135° 左右（超前 45° 左右），所以，输出电压波形如图 19B 所示相对于反相最大电压下降了 50%左右。

图 20A 亦是图 1 和图 9B 所示控制单元进行 PPM 控制时各部位测定的波形图。其中符号与图 16A 相同，说明从略。在该图所示情况下，交流开关 S5 的控制信号（反转后交流开关 S6 的控制信号）相对于交流开关 S1~S4 大致同步。也就是说，与图 16A 所示状态正好反相。所以，输出电压波形如图 20B 所示成了具有反相最大电压值的交流电压波形。

根据上面记述的本发明，由于使用了半导体元件组成的交流开关，使输入交流电源变换为高频后再调整为与输入波形相近或相似的波形，所以具有如下效果：

(1) 由于变压器 T 在高频下动作，所以易于减小体积、实现装置整体小型、轻量化。

(2) 输出波形随输入波形同步变化且与输入波形类似或相近，几乎不发生高频畸变。

- (3) 同一输出端子处可方便地切换为交流或直流输出。
- (4) 与传统的使用半导体元件的交流电源比较，其电路结构简单、可靠性高，且提高了效率和功率。
- (5) 输出电压可从零电压值附近连续变化到设定电压的最大值。
- (6) 如果使用两条本发明有关的单相 AC-AC/DC 转换器电路并用三角形连接，很容易用于三相交流电路中。

说明书附图

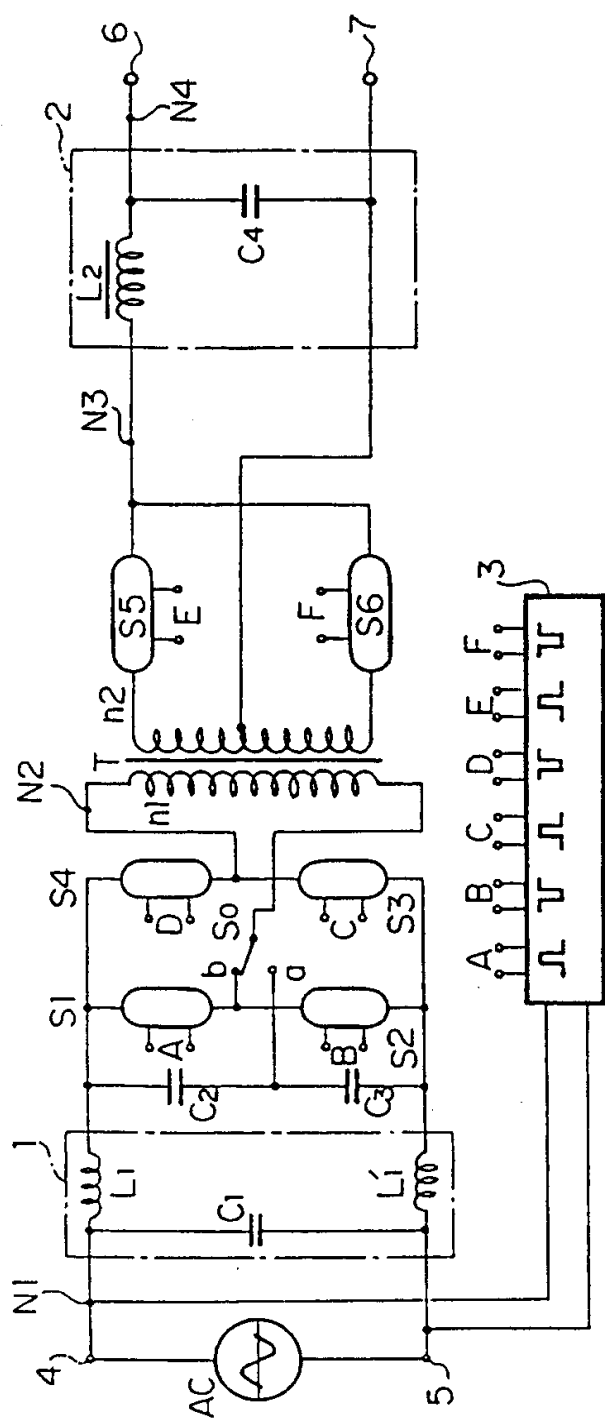


图1A

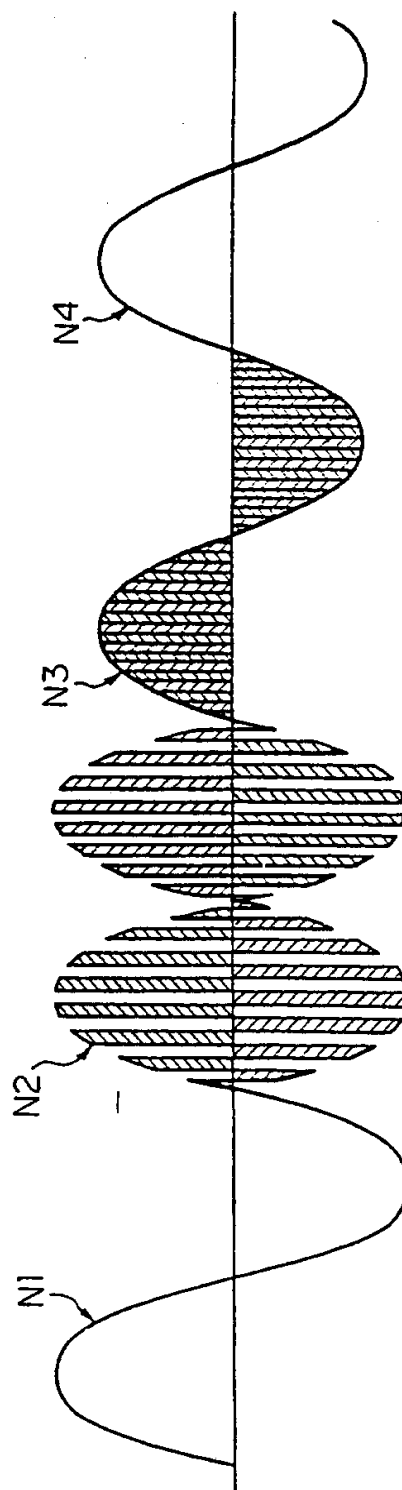


图1B

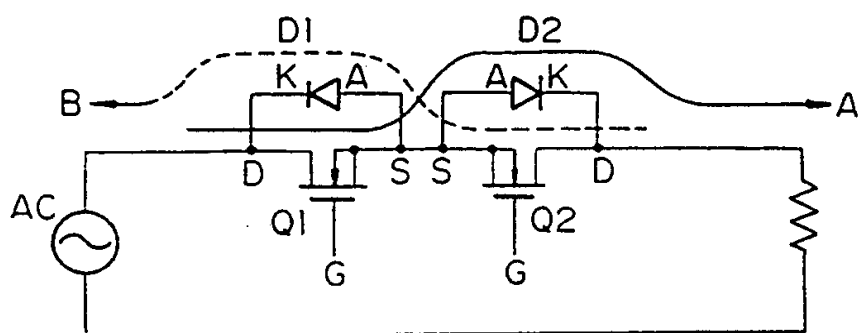


图2

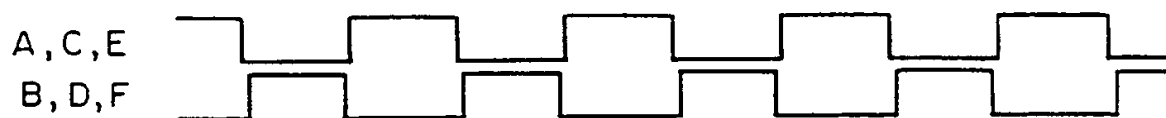


图3A

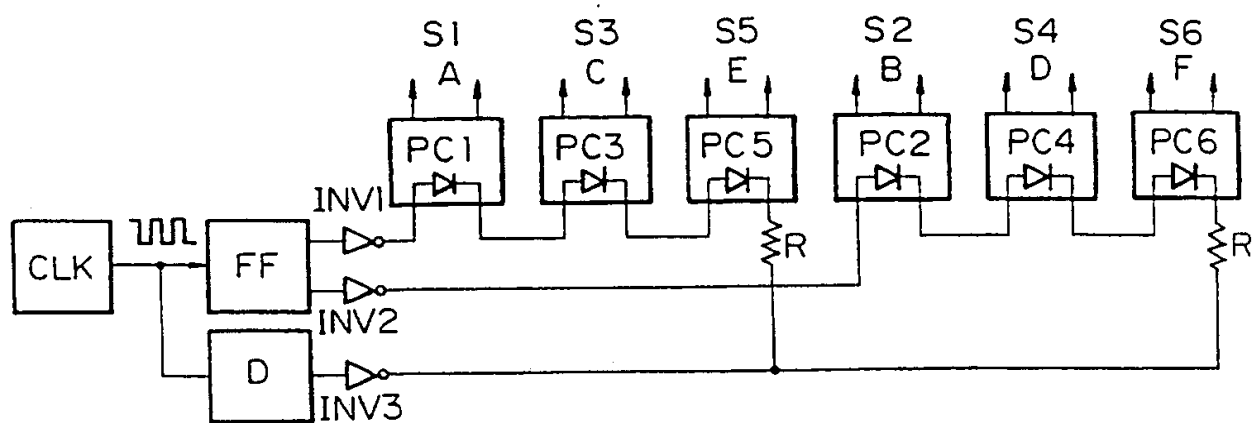


图3B

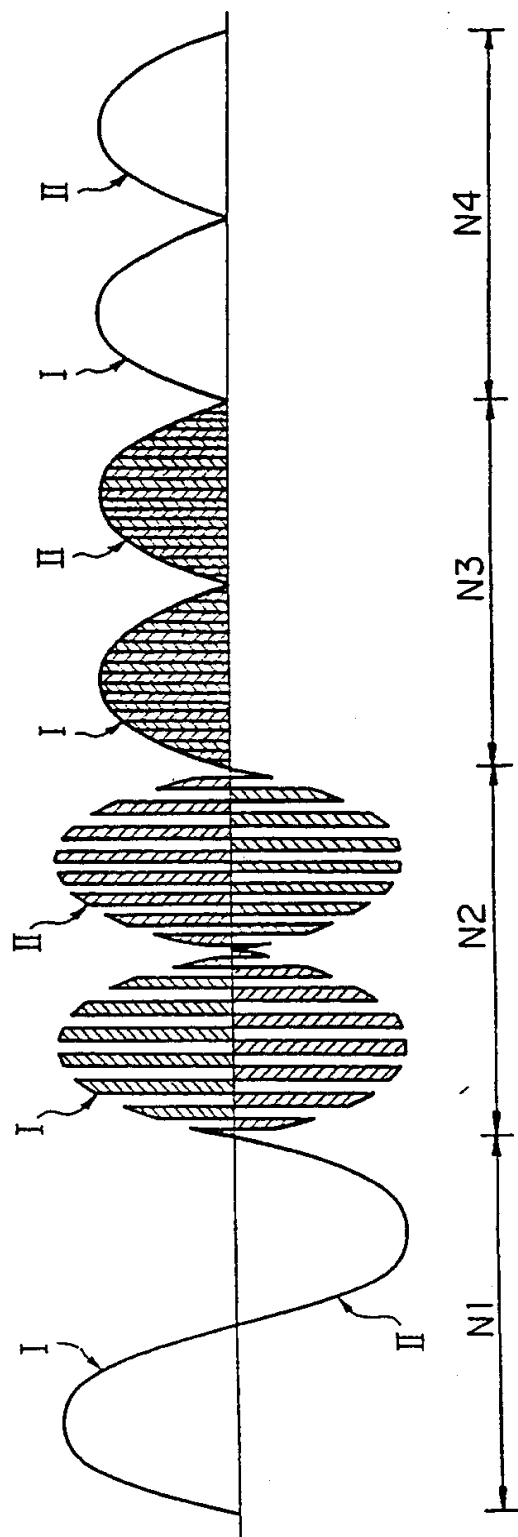


图4

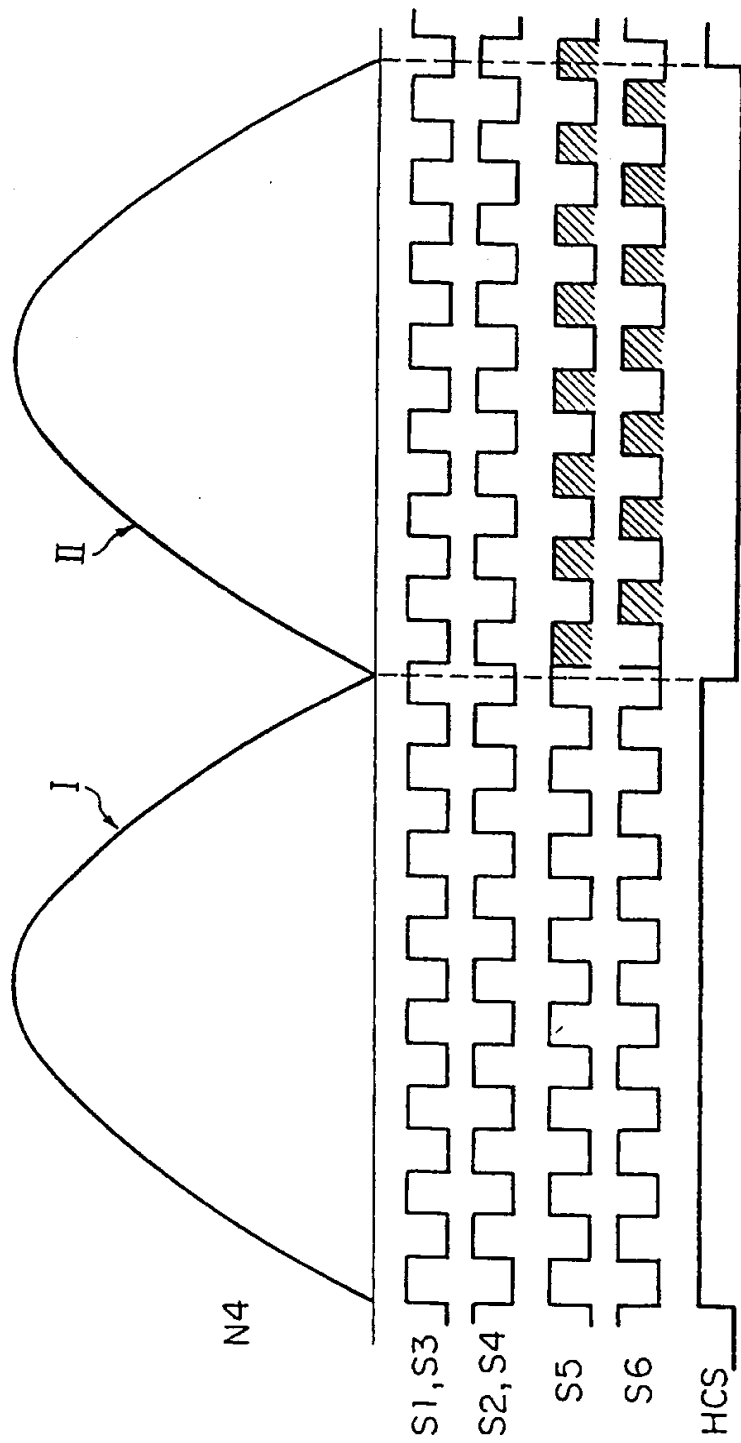


图 5A

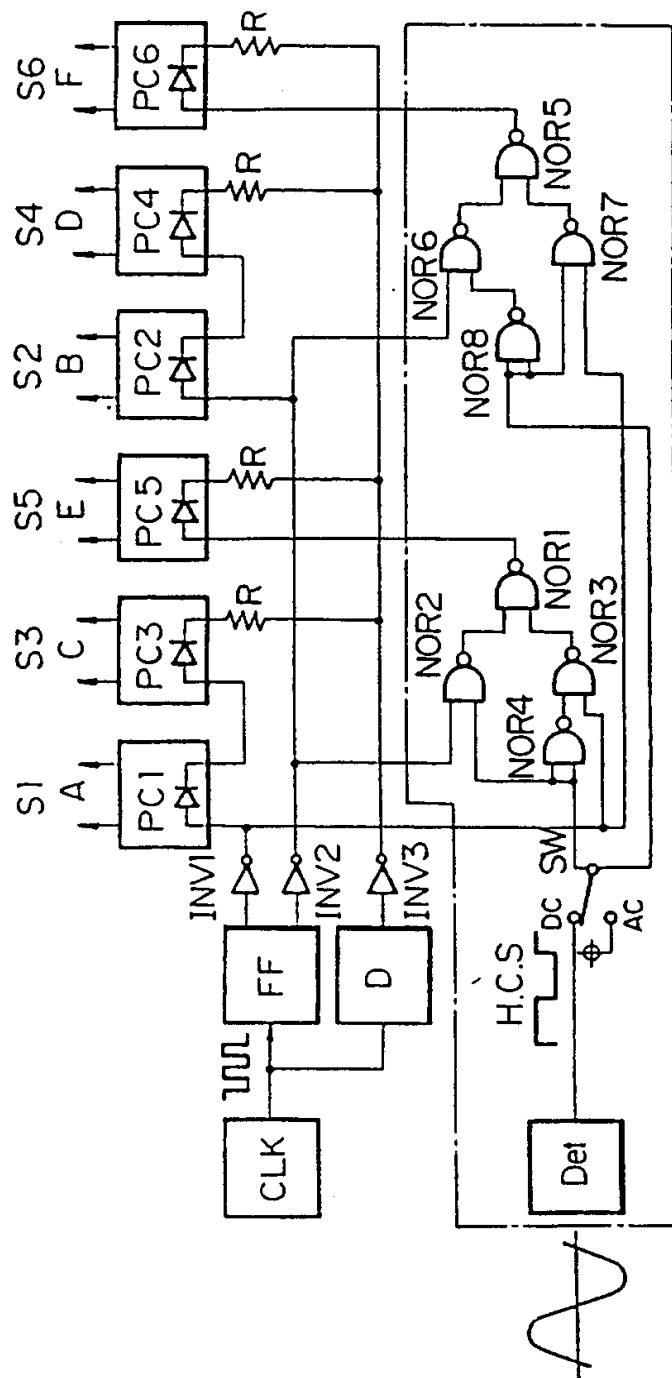


图5B

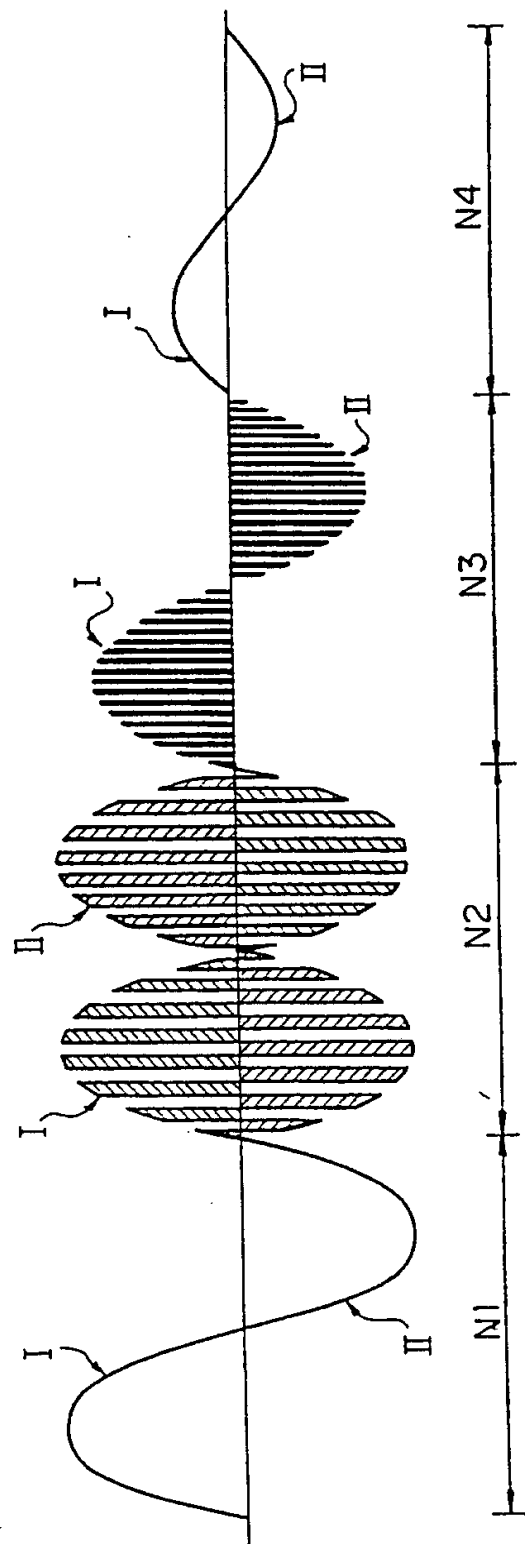


图6

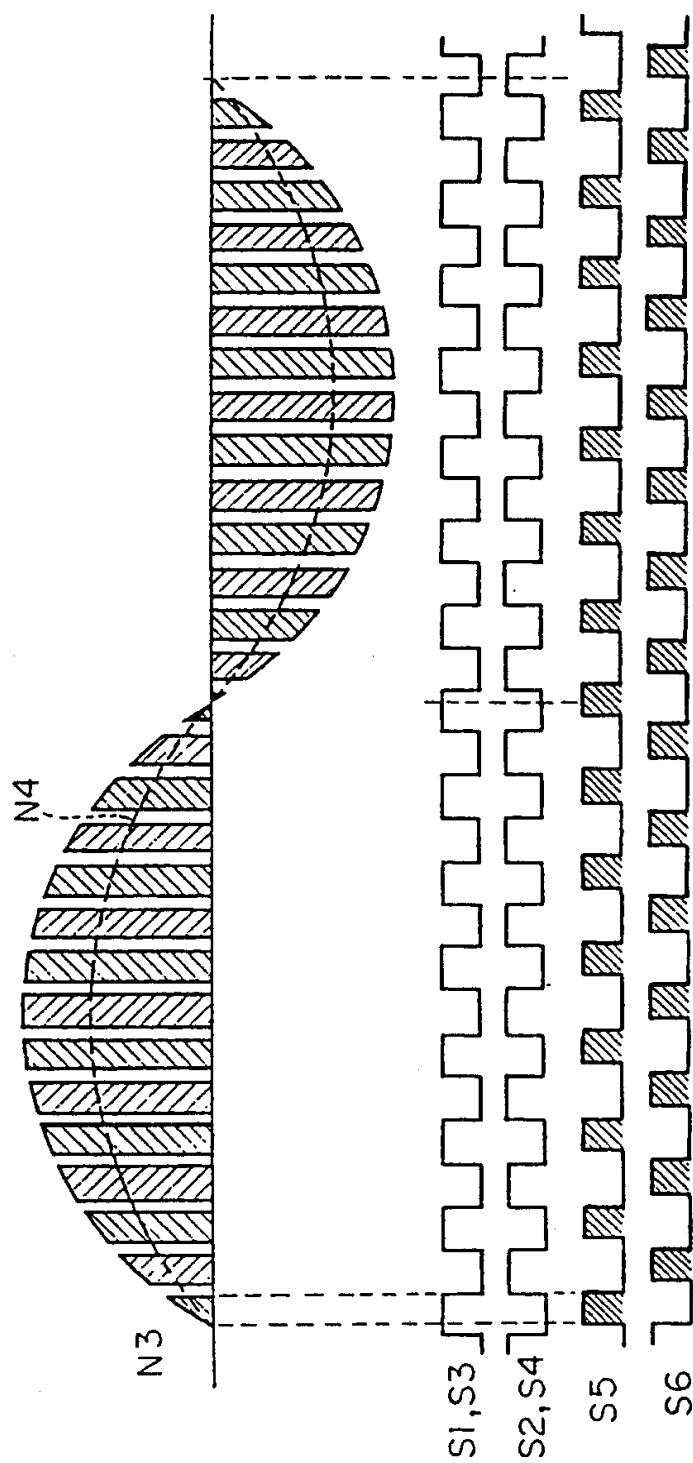


图7A



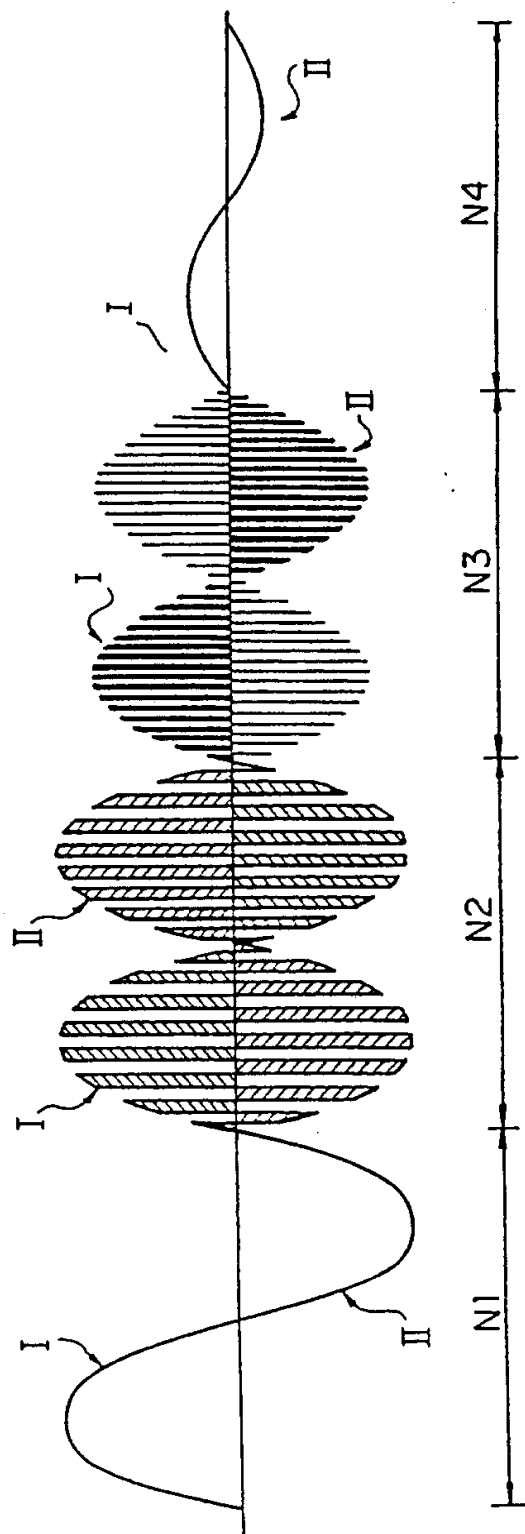


图 8

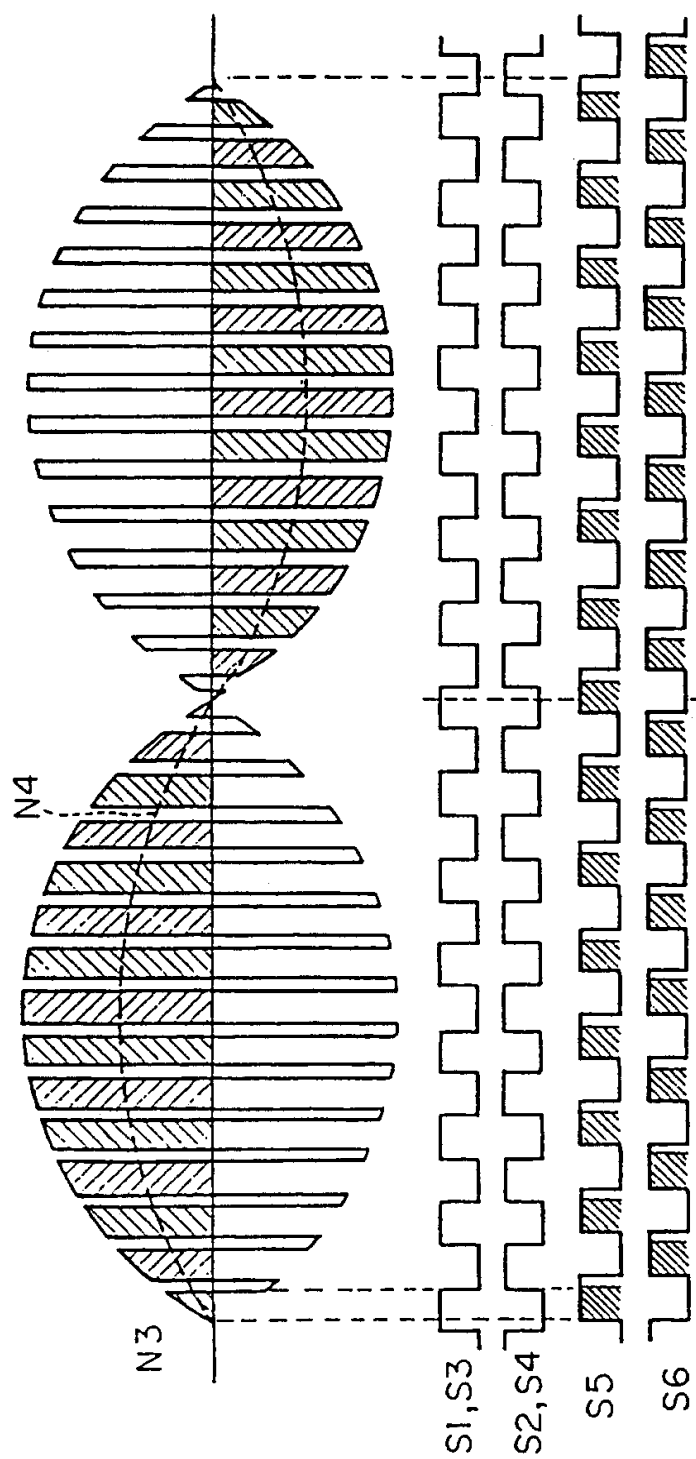


图9A

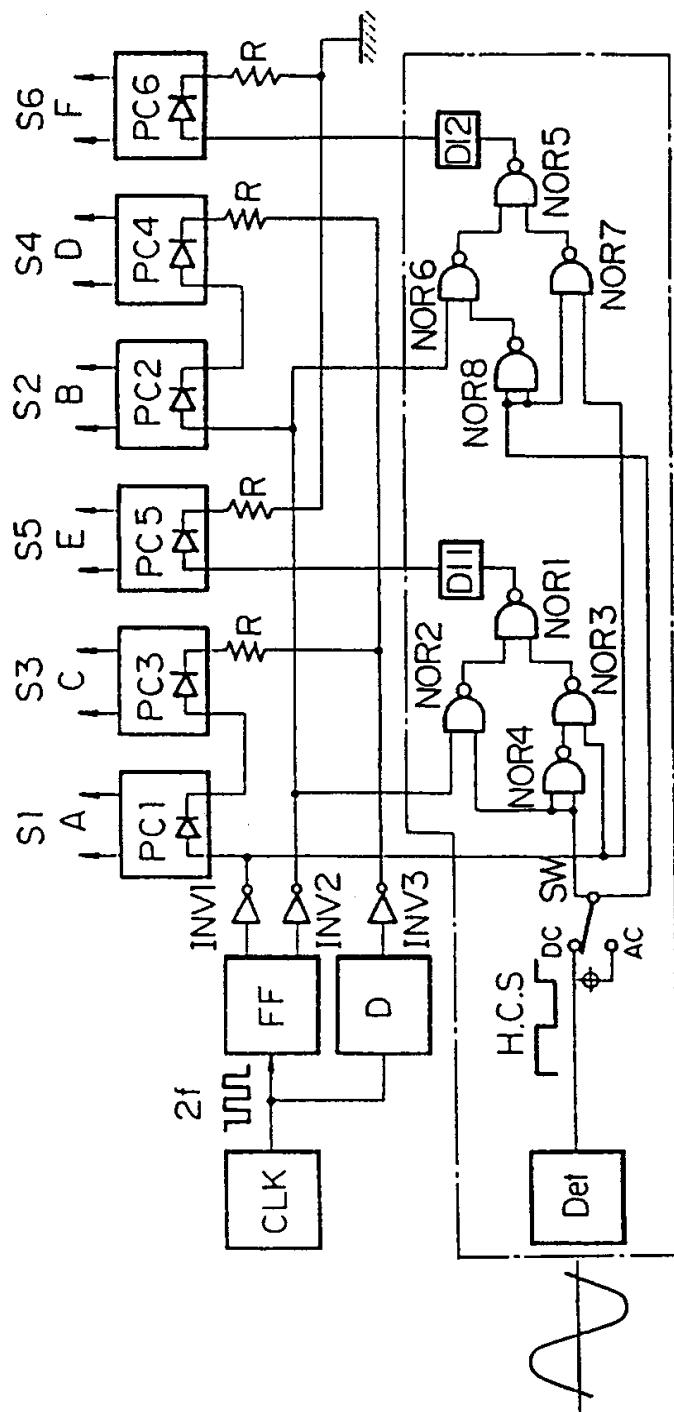


图 9B

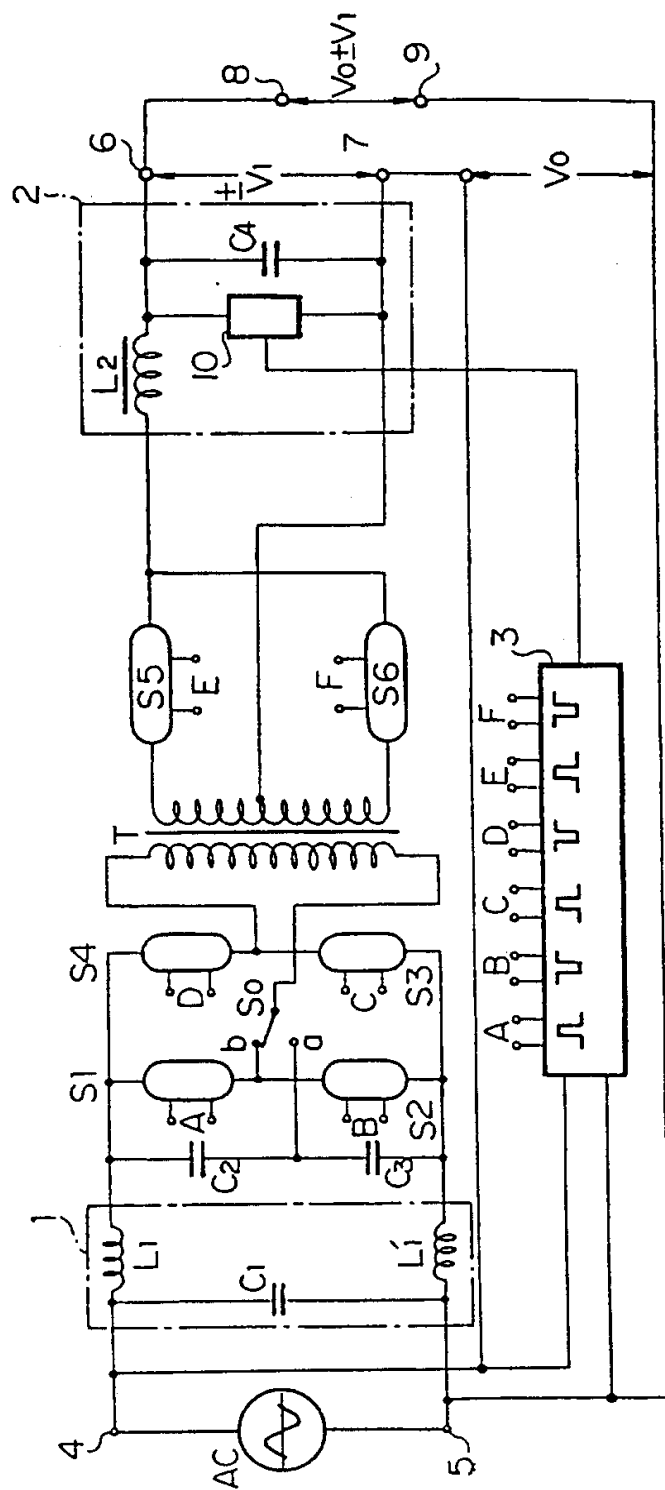


图10

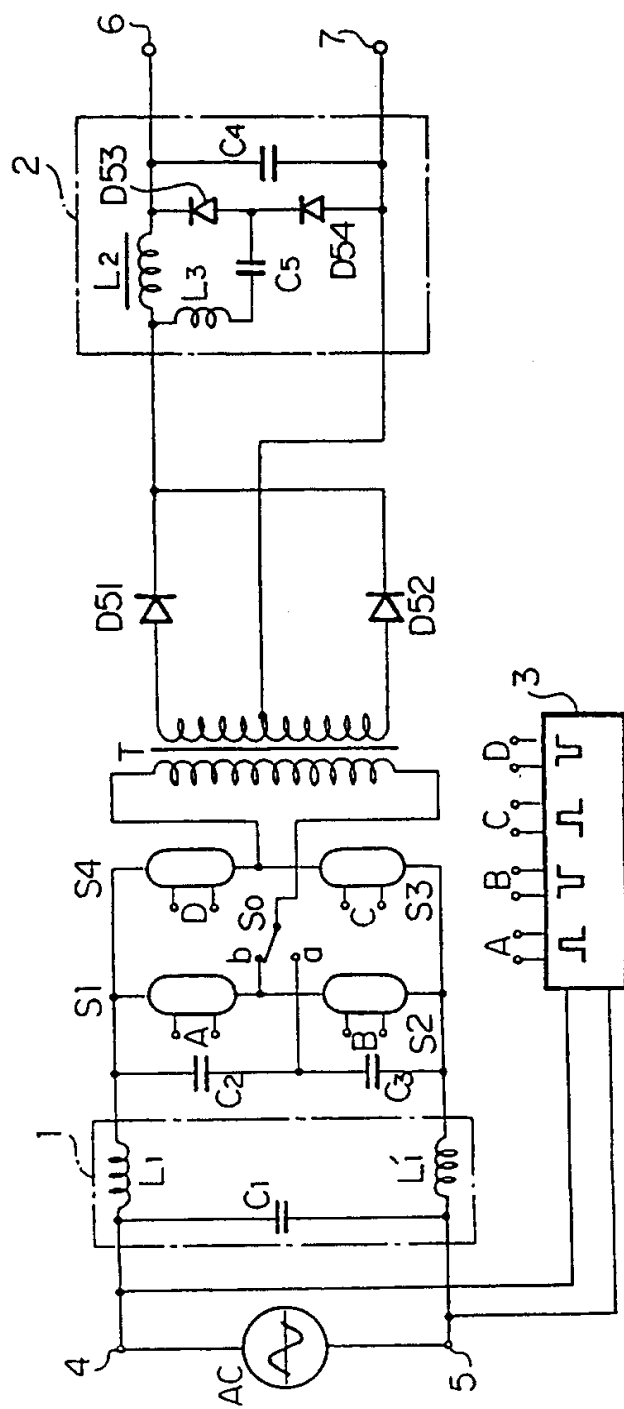


图11

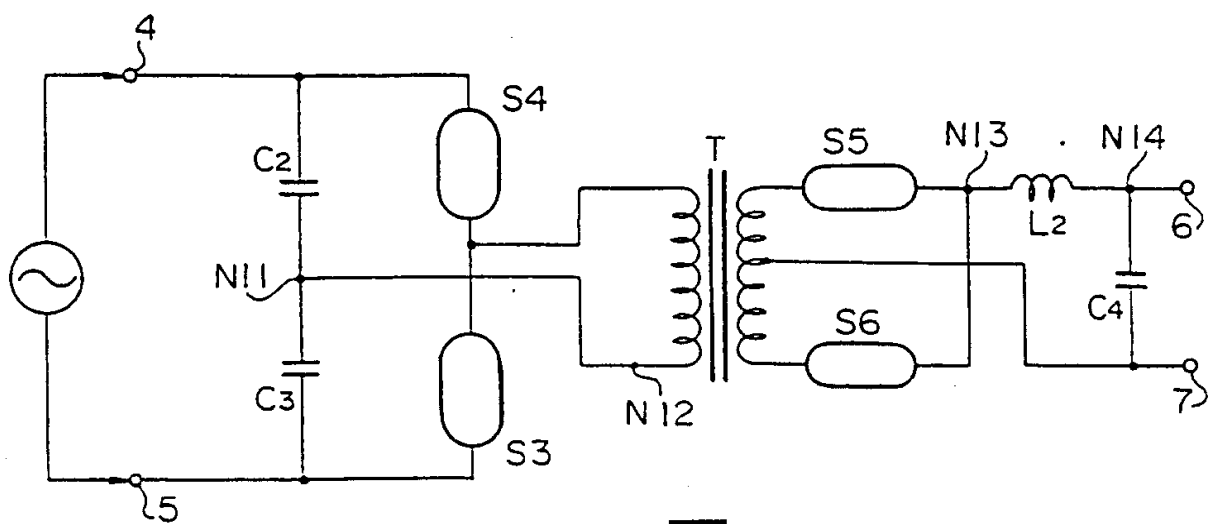


图12

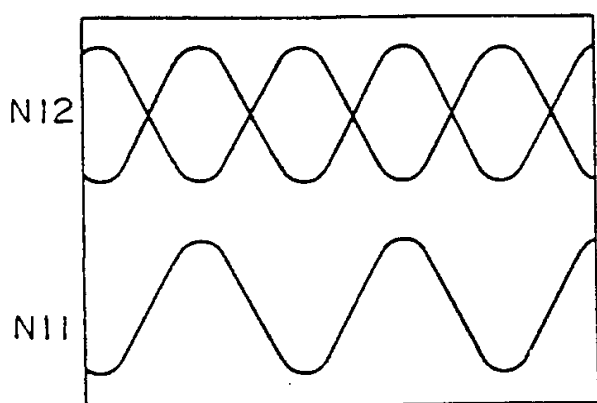


图13A

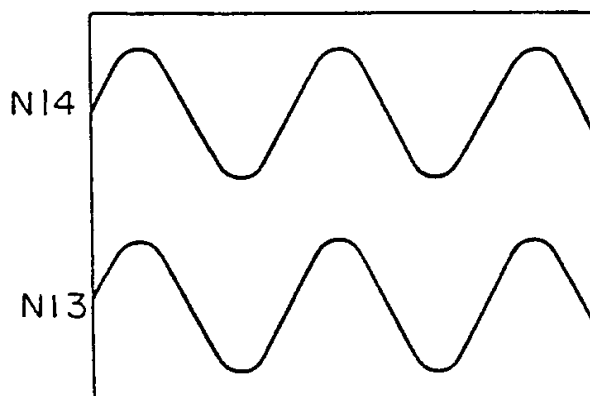


图13B

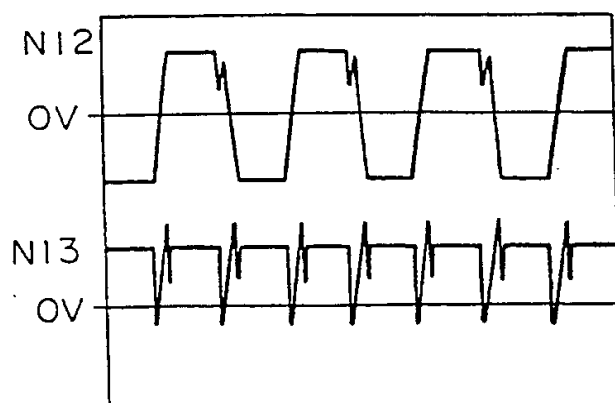


图13C

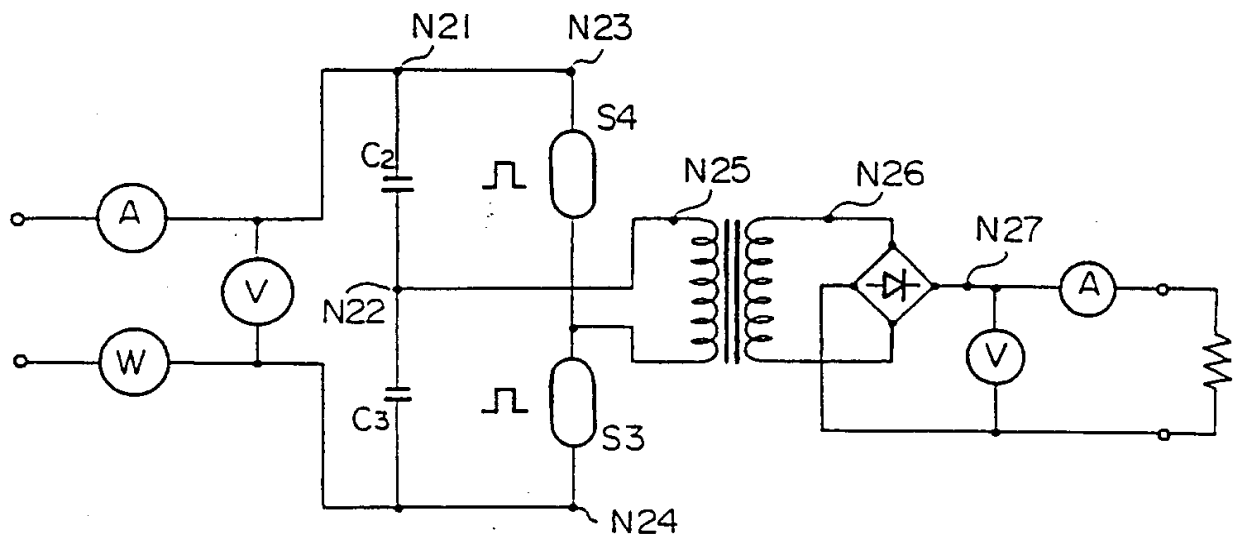


图14

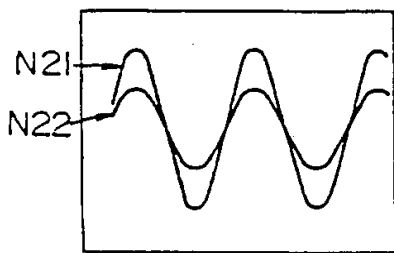


图15A

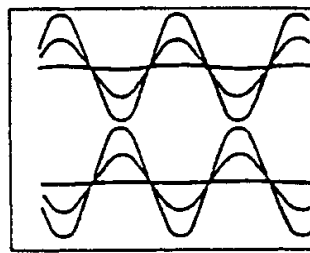


图15B

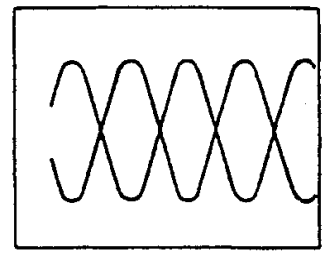


图15C

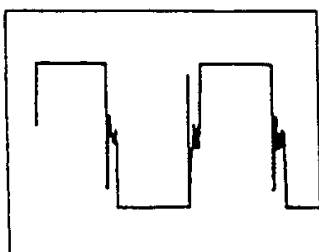


图15D

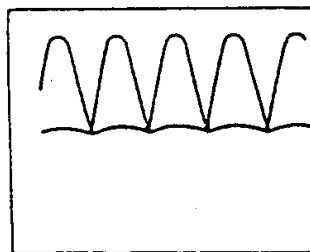


图15E

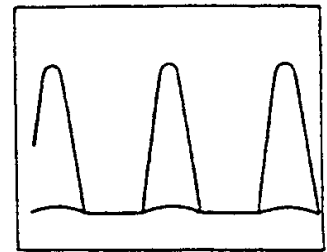


图15F

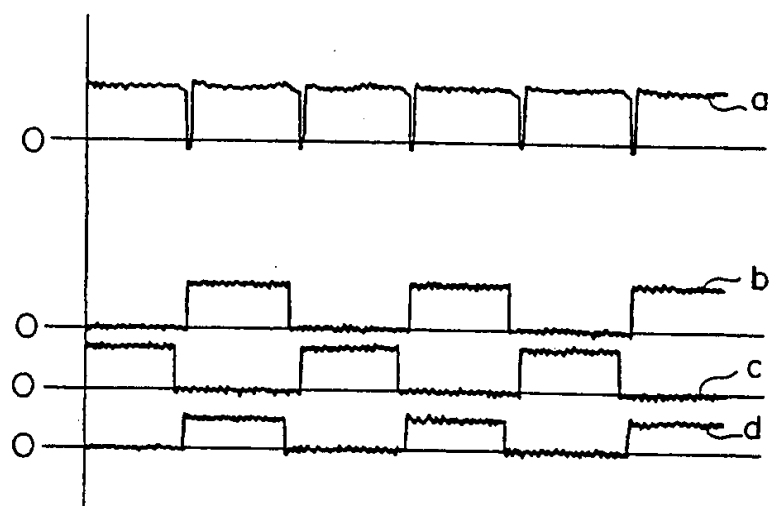


图16A

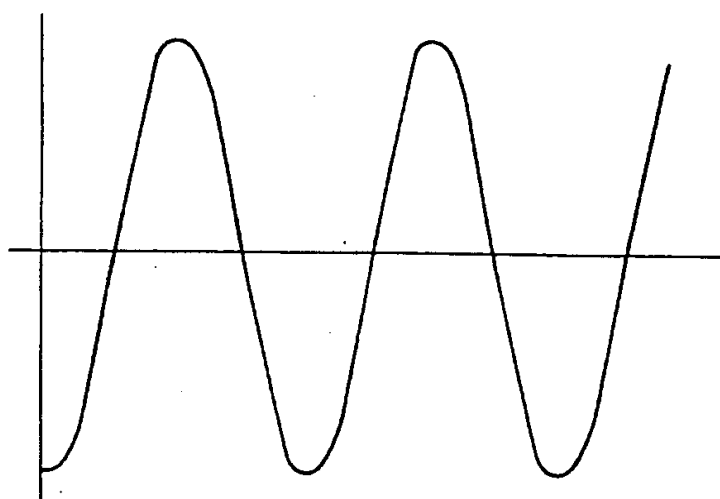


图16B

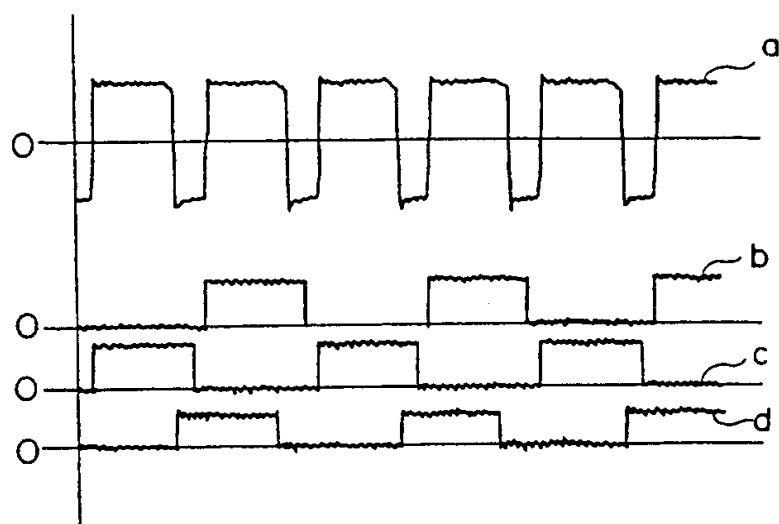


图17A

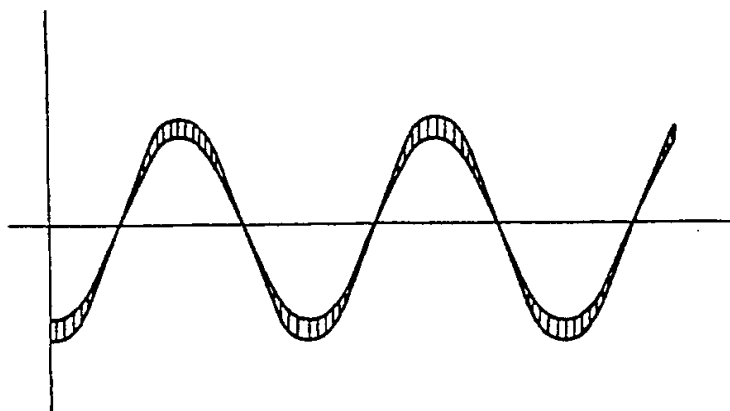


图17B

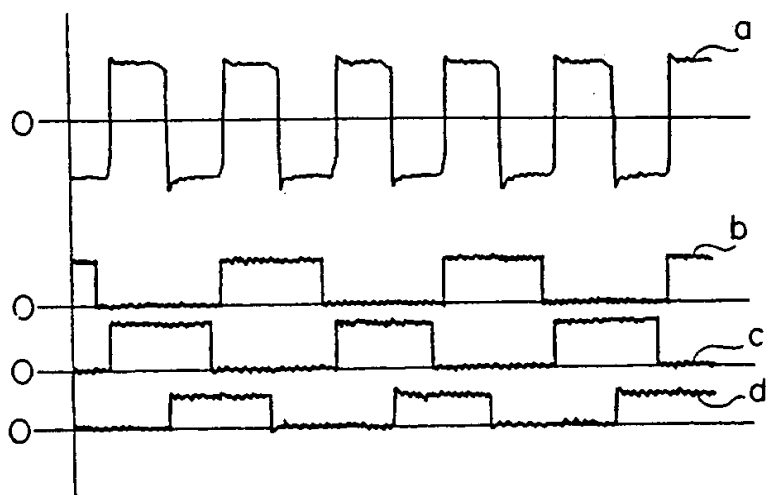


图18A

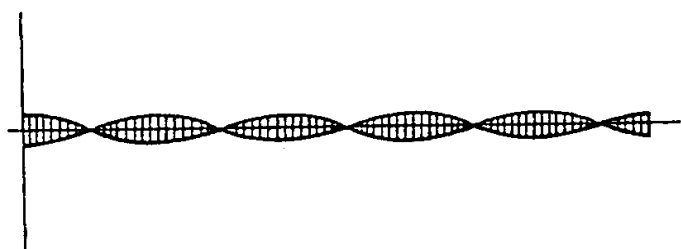


图18B

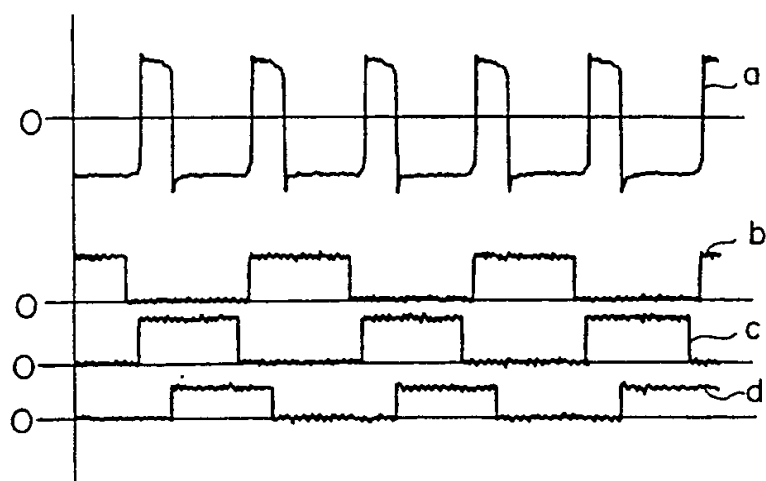


图19A

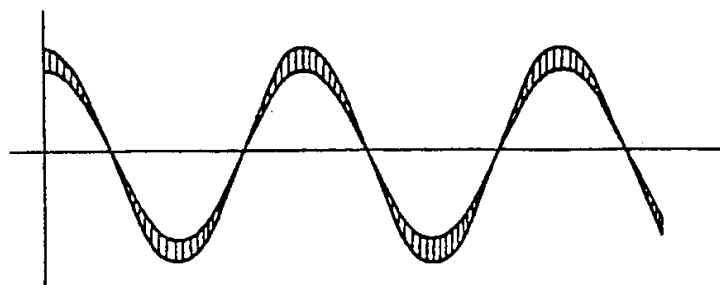


图19B

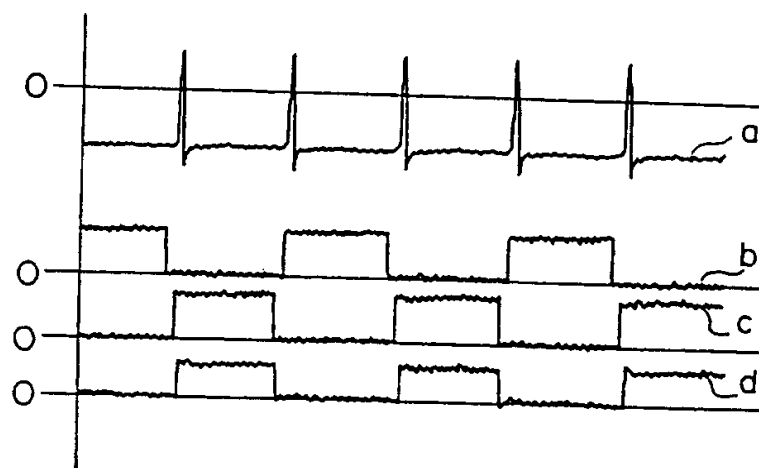


图20A

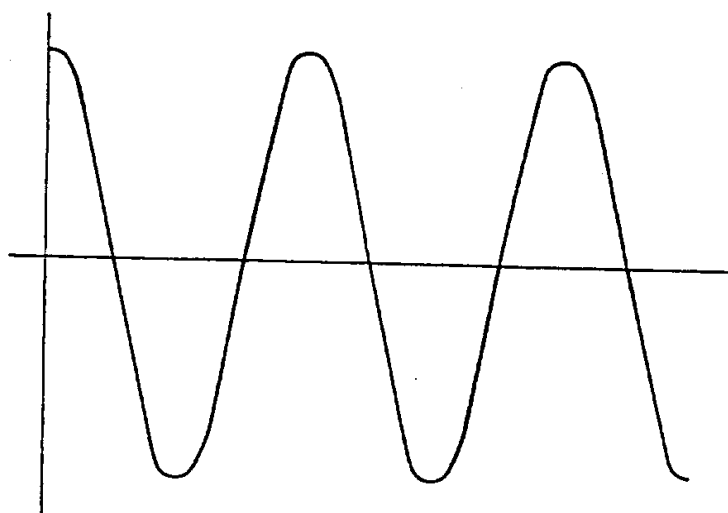


图20B

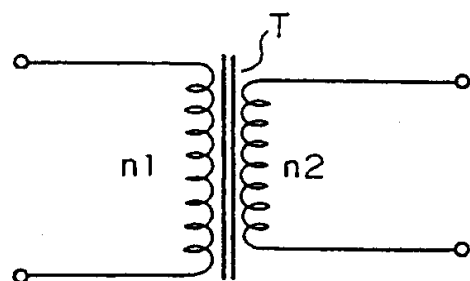


图21

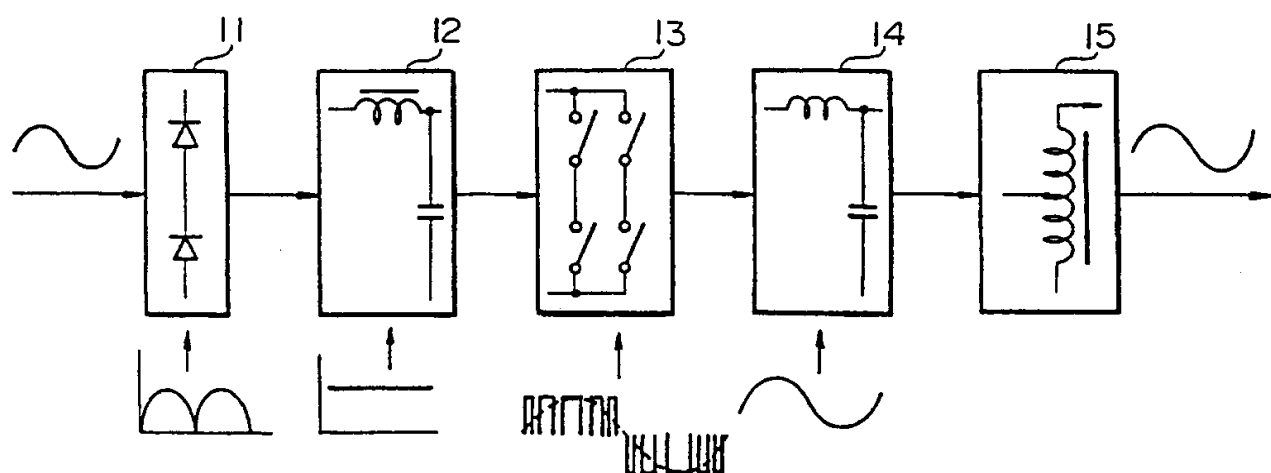


图22

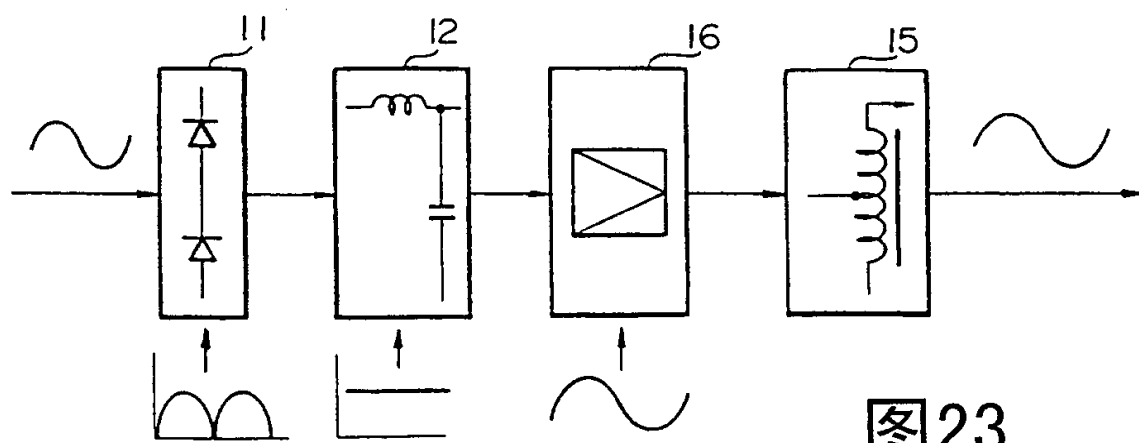


图23

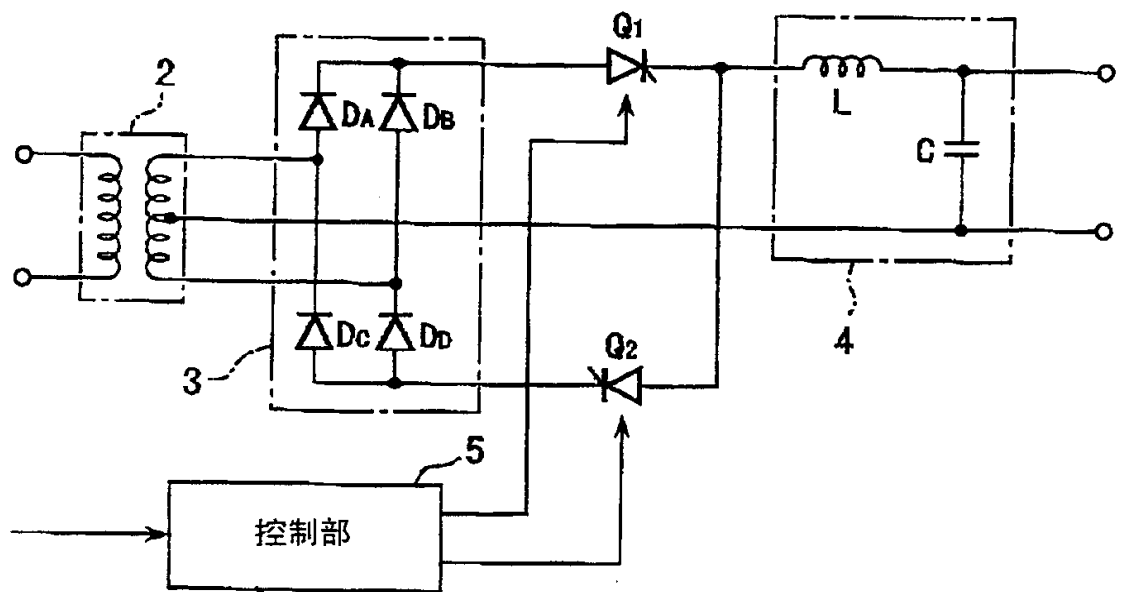


图24