[19]中华人民共和国专利局

[51]Int.Cl[6]
H02P 5/41
H02P 5/402

[12]发明专利说明书

[21] ZL 专利号 93108204.8

[45]授权公告日 1998 年 10 月 21 日

[11] 授权公告号 CN 1040383C

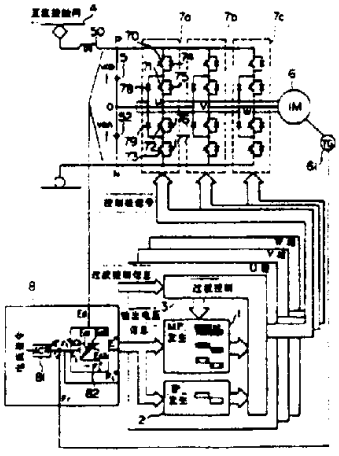
[22]申请日 93.6.2 [24]颁证日 98.8.22
[21]申请号 93108204.8
[30]优先权
[32]92.6.4 [33]JP[31]143947/92
[73]专利权人 株式会社日立制作所
地址 日本东京都
[72]发明人 仲田清 棚町德之助 中村清 照沼睦弘
铃木优人 筒井义雄 丰田瑛一
安田高司
[74]专利代理机构 上海专利商标事务所
代理人 颜承根
[56]参考文献
DE3105094A
EP0336019A
US4,270,163
审查员 张志杰

权利要求书 3 页 说明书 23 页 附图页数 23 页

[54]发明名称 电力变换装置

[57]摘要

本发明揭示了一种电力变换装置，具有对输出电压可以进行从零到最大连续且平滑控制的三电位PWM控制。该电力变换装置具有由两极性调制、单极性调制和过调制构成的多脉冲发生装置和1脉冲发生装置，并设置控制各调制区域间的过渡的装置。



权 利 要 求 书

1. 一种电力变换装置，包括：具有多个开关元件、通过所述开关元件对直流电压进行控制、将所述直流电压变换为三电位的交流相电压的电力变换器；和控制所述开关元件的控制器，

所述控制器包括：

第一装置(1)，工作在对所述开关元件进行控制的两极性调制模式，在所述电力变换器的各相(U、V、W)，在所述电力变换器的交流相电压基波的每一半周期内产生正脉冲与负脉冲间具有零电位的输出脉冲序列；

第二装置(1)，工作在对所述开关元件进行控制的单极性调制模式，在所述电力变换器的所述各相，在所述电力变换器的交流相电压基波的每一半周期内产生单一极性的输出脉冲序列；

第三装置(2)，工作在对所述开关元件进行控制的1脉冲模式，在所述电力变换器的所述各相，在所述电力变换器的交流相电压基波的每一半周期内产生单个脉冲，所述单个脉冲与该相关半周期基波具有相同极性；以及

在所述第一、第二和第三装置间切换，从而在两极性调制模式、单极性调制模式和1脉冲模式间改变调制模式的装置，

其特征在于还包括：

第四装置(1)，工作在对所述开关元件进行控制的过调制模式，在所述电力变换器的所述各相，在所述电力变换器的交流相电压基波的每一半周期内产生单一极性的输出脉冲序列，所述单一极性输出脉冲是通过填满中央位置脉冲和相邻脉冲间缝隙使得中央位置脉冲与相邻脉冲合并的，这时所述单一极性输出脉冲的个数将会减少；以及

所述切换装置设置为从单极性调制模式至1脉冲模式或从1脉冲模式至单极性调制模式是通过设于其间的所述过调制模式来改变调制模式的。

2. 如权利要求1所述的电力变换装置，其特征在于，所述两极性调制模式和单极性调制模式的所述输出脉冲与所述电力变换器的输出电压基波非同步产生，所述过调制模式和1脉冲模式的所述输出脉冲与所述电力变换器的输出电压基波同步产生。

3. 如权利要求1所述的电力变换装置，其特征在于，所述两极性调制模式、单极性调制模式、过调制模式的所述输出脉冲与所述电力变换器的输出电压基波非同步产生，所述1脉冲模式的所述输出脉冲与所述电力变换器的电压基波同步产生。

4. 如权利要求1所述的电力变换装置，其特征在于所述控制器还包括第五装置，它工作在对所述开关元件进行控制的部分两极性调制模式，在所述电力变换器的所述各相，在所述电力变换器的交流相电压基波的每一半周期内，与所述电力变换器的交流相电压基波非同步产生一输出脉冲序列，该脉冲序列由所述两极性调制模式得到的调制波形和所述单极性调制模式得到的调制波形混合而成。

5. 如权利要求1所述的电力变换装置，其特征在于，所述模式之间的过渡运行按两极性调制模式、单极性调制模式、过调制模式以及1脉冲模式这种顺序可逆地执行。

6. 如权利要求4所述的电力变换装置，其特征在于，所述模式之间的过渡运行按两极性调制模式、部分两极性调制模式、单极性调制模式、过调制模式以及1脉冲模式这种顺序可逆地执行。

7. 如权利要求5所述的电力变换装置，其特征在于，两极性调制模式与单极性调制模式之间的过渡运行是通过控制所述电力变换器的输出相电压的正侧脉冲列和负侧脉冲列所含的直流成分来进行的；单极性调制模式与过调制模式之间的过渡运行是根据所述电力

变换器的输出相电压的正侧脉冲列和负侧脉冲列所含的基波交流成分的幅值来执行的。

8. 如权利要求 6 所述的电力变换装置，其特征在于，两极性调制模式与部分两极性调制模式之间和部分两极性调制模式与单极性调制模式之间的过渡运行是通过控制所述电力变换器的输出相电压的正侧脉冲列和负侧脉冲列所含的直流成分来进行的，单极性调制模式与过调制模式之间的过渡运行是根据所述电力变换器的输出相电压的正侧脉冲列和负侧脉冲列所含的基波交流成分的幅值来执行的。

9. 如权利要求 5 所述的电力变换装置，其特征在于，还包括根据输出频率和输出电压在所述两极性调制模式与所述单极性调制模式之间，以及根据输出电压在所述单极性调制模式与所述过调制模式之间用于过渡调制模式的过渡控制装置。

10. 如权利要求 6 所述的电力变换装置，其特征在于，还包括根据输出频率和输出电压在两极性调制模式与部分两极性调制模式之间和部分两极性调制模式与单极性调制模式之间，以及根据输出电压在单极性调制模式与过调制模式之间用于过渡调制模式的过渡控制装置。

11. 如权利要求 7、8、9 和 10 中任一项所述的电力变换装置，其特征在于，所述过渡控制装置做成在提供给所述电力变换器的输出电压指令大于或等于 0.95 的条件下，在所述过调制模式与所述 1 脉冲模式之间执行模式过渡运行。

12. 如权利要求 11 所述的电力变换装置，其特征在于，所述过调制模式与所述 1 脉冲模式之间的过渡运行是在所述电力变换器各相都输出零电位以外电压的相位进行的。

13. 一种用于向驱动电动车的电动机提供电力的电力变换装置，它是一种如权利要求 1 至 12 中任一项所述的电力变换装置。

说　明　书

电力变换装置

本发明是关于对把直流变换成交流或把交流变换成直流的电力变换装置的改进，特别是关于电力变换装置的输出电压的控制。

三电位逆变器是：通过把直流电源电压（接触网电压）用串联联接的电容器进行分压成为两个直流电压，建立高电位、中间电位和低电位的三个电压电位，通过主电路开关元件的通断动作，在逆变器输出端上选择地导出这三个电位的电压；并具备下述特点。

即，通过增加输出电压脉冲的级数，表现为提高开关频率，得到畸变不大的输出。由于加在元件上的电压比两电位减小约一半，可使用较低耐压的开关元件。随着元件所加电压的减小，就能降低元件周围发生的损失等。

作为上述三电位的输出电压脉冲的发生控制法，是下述方法。

（1）三电位 PWM 方案的新发展（EPE'89Record，1989）的 412 页图 1 中，提出：称为两极性调制（通过在输出电压的半周期内脉冲经过零电压、正负交替地输出来变换给出输出电压）的调制方式，称为单极性调制（通过在输出电压的半周期中输出单一极性的脉冲来变换给出输出电压）的调制方式以及切换上述两极性调制和单极性调制的方式。

（2）电力变换器中的 PWM 系统："分谐波"方法的一种扩展（IEEE Trasaction on Industrial Electoronics and Control Instrumentation，Vol. IECI－28，No. 4，November 1981）的 316 页图 2cb 中），提出通过由多个单一极性的脉冲构成输出电压的半周期，占满从其中央部分开始脉冲之间的间隙，减少脉冲数来变换给出输出电

压的调制方式(以下在本说明书中称为过调制)。

(3)二和三电位预先计算调制的研究(EPE'91 Record 1991)的411页图16中,提出了用于覆盖从0到100%输出电压的输出电压脉冲发生控制方法。

在象铁道车辆那样用途中使用三电位变换器的情况下,为了实现宽范围的速度控制,从零电压至利用率达100%的最大电压(是在输出电压的半周期内仅存在单一脉冲的电压区域,以下称为1脉冲),要求能够连续地控制变换器输出电压的基波并且平滑地控制变换器输出电压的高次谐波。

上述现有技术(1)存在这样的问题:由于是对包含零在内的微小电压可控制的两极性调制、覆盖中速区域(中电压)的单极性调制、覆盖最大电压的1脉冲的切换,因而尽管能输出零电压至最大电压,能保持基波的连续性,但在单极性调制和1脉冲的切换时输出电压的高次谐波成为不连续的,由于频率的急剧变化而产生噪音。

在代表上述现有技术(2)的技术中,就有不能表现从零电压到最大电压的问题。

上述现有技术(1),为了连接控制输出电压的基波,在存储器中存储与基波相位和电压相对应的脉冲数据,根据该数据来输出各调制所对应的脉冲列,因而控制是复杂的。而上述现有技术(3),在单极性调制中,由于是对基波半周期中存在的脉冲数进行切换的调制方式,就有导致控制复杂化的问题。

上述现有技术有这样的问题:在调制方式和脉冲数据的切换时产生令人不快的断续声音。

本发明的目的是实现对三电位逆变器的输出电压能够从零到最大进行控制,对逆变器的输出电压连续并平滑地进行三电位脉冲发生控制。

本发明的另一目的是对逆变器的控制进行简化。

本发明的又一目的是在安装了逆变器的电力机车中防止断续声音。

上述目的是这样实现的：在把直流变换成具有三位电压的交流相电压的电力变换器以及装备了由此电力变换器驱动的电动机的电力变换装置中，具有：两极性调制模式，在上述电力变换器的相中发生由正负脉冲间具有零电位的脉冲列作为该电力变换器输出相电压基波的半周期的输出脉冲列；单极性调制模式，在上述电力变换器的相中发生由多个单一极性的脉冲列作为上述电力变换器输出相电压基波的半周期的输出脉冲列；过调制模式，在上述电力变换器的相中发生由从多个单一极性的脉冲列中央部分填入脉冲间狭缝来减少脉冲数作为上述电力变换器输出相电压基波半周期的输出脉冲列；1脉冲模式，在上述电力变换器的相中发生由同一极性的1个脉冲作为上述电力变换器输出相电压基波半周期的输出脉冲；并设置使这些模式之间进行过渡的装置。

上述其他的目的是这样实现的：在把直流变换成具有二电位以上电位的交流相电压的交流变换器以及装备了由该电力变换器驱动的电动机的电力变换装置中，具有：第1脉冲发生装置，通过与上述电力变换器输出电压基波非同步地形成脉冲而在上述电力变换器中输出相电压半周期中的多个脉冲；和第2脉冲发生装置，在上述电力变换器中发生与上述电力变换器输出电压基波同步并在输出相电压半周期中与基波同一极性的1个脉冲。

而上述另一个目的这样实现：在具有输出可变电压可变频率交流电的变换器和由该变换器驱动的电动机的电力机车控制装置中，具有：在上述变换器输出电压基波半周期的脉冲数是多数的全部区域中，连续地变化上述变换器的开关频率的控制装置。

在三电位逆变器中，根据逆变器频率指令和输出电压指令等输出电压相关信息，由主要使用作为低电压用的两极性调制；在中间输

出电压控制中用的单极性调制；在覆盖单极调制和1脉冲间的高输出电压控制中用的过调制，来使输出电压从零到最大进行连续地过渡。

上述第1调制装置，由于使输出脉冲与逆变器频率无关而独立地生成，就简化了用于形成脉冲的第1调制装置的构成。

在基波半周期内的脉冲数是多数的全部区域中，由于设置了使上述逆变器的开关频率连续地变化的控制装置，而且大致连续地变化输出电压的高次谐波，从而减小了断续音续的变化。

图1是表示本发明的一个实施例的结构图；

图2是说明输出电压特性和PWM电动机的关系的图；

图3是用于多脉冲区域中的PWM电动机连续过渡的调制波的说明图；

图4是图1结构的详细说明图；

图5是表示两极性单极性过渡控制装置的一个实例的图；

图6是表示多脉冲发生装置中脉冲发生装置的一个例子的图；

图7是表示通、断脉宽关系的波形图；

图8是表示通、断脉宽特性的图；

图9是表示过调制波形的一个例子的图；

图10是表示根据软件的脉冲计时设定装置的流程图；

图11是表示振幅设定装置的一个结构例；

图12是表示多脉冲/1脉冲切换控制装置的一个实例图；

图13是表示1脉冲发生装置的一个实例图；

图14是表示另一实施例的结构图；

图15是表示过渡控制装置的一个实例图；

图16是包括另一PWM模式情况下的输出电压特性和PWM模式的关系图；

图17是说明另一PWM的调制波的图；

图 18 是实现另一 PWM 模式的过渡控制装置装置结构图；

图 19 是表示过渡控制装置的一个实例图；

图 20 是说明变换器频率和开关频率关系的图；

图 21 是表示根据软件的脉宽调制装置的流程图；

图 22 是说明过调制/1 脉冲间过渡控制的动作图；

图 23 是进行过调制/1 脉冲间过渡控制的波形图；

图 24 是说明 U 相开关单元的基本动作的作用图。

下面在用图 1 至图 3 说明本发明的概要之后，用图 1 及图 4 至图 13 说明一个实施例。

三电位逆变器(称为 NPC 逆变器)，通过把直流电源电压(电力机车时的接触网电压)用串联联接的电容器进行分压而成为 2 个直流电压，建立高电位、中间位和低电位的三个电压电位，通过主电路开关元件的通断动作，把这三电位的电压从逆变器输出端上选择地导出。

作为该主电路结构的一个例子，图 1 表示了适用于铁道用电力机车时的基本结构(3 相反情况)。

图 1 中，4 是作为直流电压源的直流接触网(电力机车线)，50 是直流电抗器，51 和 52 是用于从直流电压源 4 的电压上建立中间电位点 0(以下称为中性点)的分压配置的箱位电容器。7a，7b 和 7c 是由能自关断的开关元件构成的，根据提供供给该开关元件的控制极信号而选择地输出高电位点电压(P 点电压)、中性点电压(O 点电压)和低电位点电压(N 点电压)的开关单元。在该例中，开关单元 7a 由 70 至 73 的可自关断开关元件(其中尽管为 IGBT 而 GTO，晶体导管等也是适用的)、74 至 77 的续流用整流元件、78 和 79 辅助整流元件所构成。负荷是所示的感应电动机的情况。开关单元 7b 和 7c 与 7a 同样构成。

其中，拿 U 相的开关单元 7a 为例，用图 24 来说明基基本动作。

下面，箱位电容器 51 和 52 的电压 Vcp，Vcn 成为以完全平滑地分压成 Ed/2 的直流电压，中性点(O 点)成为被假想地接地。而且，如没有事先说明限定，输出电压是指逆变器输出相电压。

构成开关单元 7a 的开关元件 70 至 73 按照图 24 所示那样的 3 种导通模型进行通断动作，即，在输出直流侧 P 点电位的输出模式 P 中，70、71 导通，72、73 关断，输出电压为 Ed/2；在输出中性点电位的输出模式 O 中，71、72 导通 70、73 关断，输出作为输出电压的零电位；在输出 N 点电位的输出模式 N 中，70、71 关断，72、73 导通，输出电压成为 $-Ed/2$。

在图 24 中表示出各输出模式中主电路 1 相应部分(开关单元和箱位电容器)的等效电路。开关单元等效地被看成为 3 方向切换开关。其中，可以使用由 1、0 的两个值代表的开关函数 Sp、Sn 来表示元件的导通状态：

输出模式 P 时，Sp＝1，Sn＝0

输出模式 O 时，Sp＝0，Sn＝0

输出模式 N 时，Sp＝0，Sn＝1。

此时，用下式表示开关函数 Sp、Sn 与提供给开关元件 70，71，72，73 的控制极信号 Gpu，Gpx，Gnx，Gnu(关断信号为 0，导通信号为 1)的关系：

$$\begin{cases} G_{pu}=S_{pu} \\ G_{px}=\overline{S_{nu}} \\ G_{nx}=\overline{S_{pu}} \\ G_{nu}=S_{nu} \end{cases} \quad \cdots(1)$$

由此，通过注意每相的 2 个开关函数 Sp，Sn，就能决定开关元件的导通状态。该开关函数 Sp，Sn，通过脉宽调制(PWM)控制，决定了

输出电压 eu 成为正弦波形那样。

三电位变换器主电路的细节记载在 JP－A－51－47848、JP－A－56－74088 等中。

尽管，在限于电力机车的电源电压中，在从变压变频(VVVF)领域到定压变频领域(CVVF)中进行大范围速度控制的情况下，要求图 2 的实线所示那样的输出电压特性。即，在低速区域内，通过大致与逆变器频率成比例来调整节输出电压(该区域称为 VVVC 控制区域)，电动机内的磁通大致保持为一定，可确保预定的转矩。在高速区域中，通过仍旧继续维持逆变器的最大输出电压而提高逆变器频率(该区域称为 CVVF 控制区域)，在限定电压中实现作为电压利用率最大的高速运转。

但是，在现有已知的单极性调制方式中，逆变器频率低，在要求微小输出电压控制的区域(VVVF 控制区域的起点附近)中，不能实现比根据开关元件最小导通时间所定的最小输出脉宽还小的电压脉冲，如图 2 的虚线所示那样，只能输出比指令大的电压。

例如，考虑到逆变器输出电压的电压脉冲是由全部开关元件的最小导通时间 Ton 决定的最小脉冲情况，则此时的输出电压有效值 E 为：

$$E=2FcTonEmax \qquad \cdots(2)$$

其中，Fc：载波频率

比其小的电压就不能控制。其中 Emax 是 180°导通的方波电压有效值：

$$Emax=(\sqrt{2}/\pi)Ed \qquad \cdots(3)$$

三电位逆变器的最大输出电压大致与该 Emax 相一致。

根据上述(2)式，Fc＝500Hz、Ton＝100μs 时，E＝0.1Emax，此时，最大输出电压 Emax 的10%以下的电压变得不能控制。由此，仅在单极性调制中的限制了可以控制的输出电压下限值，就有连续的电压控制成为困难的这样的问题。

虽然为解决这个问题，两极性调制(两极性模式)是有效的，但在现有技术中，在从该单极性调制过渡到两极性调制(两极性模式)的过程必须要注意。

一方面，由单极性调制能够输出的最大电压 E 是在理想的正弦波调制的界限点(调制率 A＝1)上；

$$E=(\pi/4)Emax=0.785Emax \quad \cdots(4)$$

在考虑到开关元件的最小关断时间 Toff 的情况下，为：

$$E=(\pi/4)(1-FcToff)Emax \quad \cdots(5)$$

其中，Fc：载波频率

例如，Fc＝500Hz，Toff＝200μs 时，E＝0.707Emax，在这种情况下，只能覆盖最大输出电压 Emax 的约 70%。此时，就成为不能调整 1 脉冲模式的脉宽，基波变成不连续，而 1 脉冲模式的脉冲成为能够调整时，脉宽变小而保持连续性，则这次就失去了高次谐波的连续性。

考虑了种种覆盖该电压范围的调制方式，从脉冲发生控制的容易、与单极性调制的匹配性、在输出电压中包含的高次谐波的连续性等观点上看，过调制(过调制模式)是最有效的。在过调制区域中，通过逐渐地填充位于输出电压半周期电压脉冲列中央部分(基波瞬时

值的峰值附近)的脉冲间的狭缝,就能够把输出电压扩大到1脉冲附近。

过调制的极限,即调制率最大的区域中,在输出电压的半周期中仅存在1个脉冲,过渡到所谓的1脉冲模式,此时的输出电压大致达到Emax。但是,以这样从过调制到1脉冲或从1脉冲到过调制的过渡计时,由于依赖于调制率和载波频率,就不能任意设定该计时,在其间设置滞后作用则有损于基波电压的连续性。

因此,从过调制控制,根据不是过调制的延长的脉宽调制(即,调制率不成为无限大的1脉冲模式的制法)电压控制过滤到能够1脉冲控制,由此,在过调制和1脉冲控制之间,能够成为预定计时中的过渡,实现了基波电压的连续过渡。

通过连续地进行这些一系列的过滤控制(两极性调制、单极性调制、过调制、1脉冲),一边选择所要求输出电压对应的脉冲模式(调制模式),一边得到了从零电压到最大电压连续的高精度的稳定输出电压。

即,如图2所示,以图示那样的V/F=常数来控制感应电动机6,从起动时到F_1使用两极性调制,在变换器频率到达F_1时过渡到单极性调制区域,然后顺序地在F_2过渡到过调制区域,在F_3过渡到1脉冲区域。

作为上述内容,图3表示出能够根据统一的电压指令而实现的调制波的一个例子。

与输出电压基波成为比例的基本调制波a,根据来自上一级的电流控制装置的逆变器频率指令Fi.和输出电压指令E.,构成下式:

$$a=A\sin\theta \qquad \cdots(6)$$

其中，A：调制率，t：时间，θ：相位（$=2\pi Fi_{*}t$）

在此，正弦波调制区域中的调制率 A（$0\leqslant A\leqslant 1$）由下式给出：

$$A=2\sqrt{2}E_{*}Emax/Ed \qquad \cdots(7)$$

该基本调制波 a 在与两极性调制、单极性调制中完全相同，在过调制中除了后面说明的调制率 A 的计算方法不同以外，也仍是相同的。

为了使两极性调制和单极性调制之间能连续地过渡，在此，设立了下式所示的正负脉冲调制波 abp，abn：

$$\begin{cases} abp=a/2+B \\ abn=a/2-B \end{cases} \qquad \cdots(8)$$

在两极性调制控制中，上述 abp、abn 仍按那样的正侧调制波 ap 和负侧调制波 an 考虑。

$$\begin{cases} ap=abp \\ an=-abn \end{cases} \qquad \cdots(9)$$

在此，为了简化开关函数 sp，sn 的建立，ap，an 都设定为正的。最终，输出电压的脉宽设定为 ap，an 的大小成比例，在两极性调制的情况下，正负脉冲大约每 180°错开而进行控制。

在(8)式中，通过 B=0 而成为单极性调制。此时，正偏压调制波 abp 和负偏压调制波 abn，如图 3(ii)那样重叠。由此形成的正负调制波 ap，an 为：

$$ap=\begin{cases}abp+abn=A\sin\theta & (a>0)\\ 0 & (a\leqslant 0)\end{cases} \quad \cdots(10)$$

$$an=\begin{cases}0 & (a\geqslant 0)\\ -(abp+abn)=-A\sin\theta & (a<0)\end{cases} \quad \cdots(11)$$

在象开关元件的最小关断时间可以忽略不计那样小的情况下，ap，an 的瞬时值输出 1 以上的最大脉冲（后述的过调制）。

在此，偏压 B 的设定在过渡控制中是非常重要的。根据该 B 值来实现两极性调制和单极性调制的过渡控制：

(a) $A/2\leqslant B<0.5$ 时，为两极性调制；

(b) $B=0$ 时，为单极性调制；

即，在 $B=0.5$ 时，上侧支路的 2 个元件同时成为进行开关的模式，下侧支路的 2 个元件同时成为进行开关的模式，成为所谓二电位变换器（输出期间没有中性点电位）。而在 $B>0.5$ 时，存在 4 个串联元件全部导通期间，由此成为电源短路所以必须禁止。

一方面，在过调制控制中，调制率提高到 1 以上，抑制输电压半周期中央部分的脉冲间狭缝(零电压输出期间)，崦提高输出电压。

在提高电压指令的情况下，从过调制模式过渡到 1 脉冲模式。在以下实施例中对该动作进行说明。

这样，根据统一的电压指令来实现两极性调制、单极性调制和过调制，能够进行到达成为最大输出的 1 脉冲的连续过渡控制。

以下说明实现上述目的的任一个实施例的构成。图 1 是控制上述开关单元并输出具有三电位交流电压的脉宽调制装置的例子。

在图 1 中，1 是根据输出电压相关信息和过渡控制信息输出两极性调制波形或单极性调制波形或过调制波形的多脉冲发生装置；2 是根据输出电压相关信息输出 1 脉冲波形的 1 脉冲发生装置；3 是使各 PWM 模式连续过渡的过渡控制装置。过渡控制装置 3 的输出

控制极信号通过未图示的控制极放大器提供给各相开关单元的开关元件，以进行通断控制。由这些多脉冲发生装置1，1脉冲发生装置2和过渡控制装置3构成的脉宽调制装置是本发明的特征。

在该例子中，送入脉宽调制装置的输出电压相关信息是由上一级的电流控制装置8所提供。该电流控制装置8，由电流指令通过电流调节装置81建立感应电动机6的转差率频率指令Fs*（根据电流指令值同实际电动机电流的偏差），把通过从感应电动机6中取出的旋转频率检测装置61所检出的感应电动机旋转频率Fr同上述Fs*相加而建立变换器频率指令Fi*。

根据该Fi*和三电位变换器的直流电压Ed（在PN之间的电压，与箱位电容器电压的和Vcp+Vcn相等），输出电压设定装置82建立输出电压指令E*。

该输出电压设定装置82设定为：在Ed低时（$Ed=Ed_1$）斜率大，在Ed高时（$Ed=Ed_3$）斜率小，输出电压经常要按要求那样，实现图2所示的输出电压特性。这些电流控制装置最好输出输出电压的瞬时值。

用图4至图11来对上述脉宽调制装置的构成和动作进行详细的说明。

图4表示出脉宽调制装置的总体构成例子。在此，多脉冲发生装置1由基本调制波发生装置11、偏压叠加装置12、正负分配装置13、基准信号发生装置14和脉冲发生装置15组成。

基本调制波发生装置11，通过由相位运算装置112对作为输出电压相关信息接收的逆变器频率指令Fi*进行时间积分而求出相位θ，由该θ求出正弦值sinθ。一方面，由振幅设定装置111对来自输出电压相关信息的一个电压指令E*的基本调制波波幅A（调制A=E*）进行运算并输出，在进行乘1/2之后与sinθ相乘的振幅形成1/2的瞬时基本调制波a/2并输出。偏压叠加装置12，把该a/2同时来

自过渡控制装置 3 的多脉冲过渡控制装置 31 的偏压 B 进行加法运算和减法运算，形成 2 个正负偏压调制波 abp 和 abn 并输出。

在此，两极性调制和单极性调制之间的连续过渡取决于偏压 B 的设定。在图 5 中，表示出通过设定该偏压 B 而进行两极性/单极性过渡控制装置 311 的构成例子。两极性/单极性过渡控制装置 311，通过由 311a 对输出电压指令 E_* 乘以 $4/\pi$ 而变换成调制率 A，由偏压发生装置 311b 决定根据该调制率 A 的偏压 B。即，在要求调制率 A 较小的微小电压输出时，设定为 B=B。(但 $B_0 \geqslant A/2$)，而达到 $A=A_1$ 时成为 B=0。如果预先决定出大于式 (2) 所示 $A=A_1$ 时输出电压那样的电压 A1，就能进行从包含零的微小电压开始的电压控制。

通过由正负分配装置 13 把 abp，abn 中的正部分分配合成为 ap，把 abp，abn 中的负部分分配合成为 an，而把上述正负偏压调制波 abp，abn 形成为维持从两极性调制到单极性调制的输出电压基波成为连续性的正负调制波 ap，an。

即，在两极性调制时，仅仅负偏压调制波 abn 翻转而成为负侧调制波 an，在单极性调制时，两偏压调制波的正侧相互间相加并负侧相互间相加而成为那样的正侧调制波 ap、负侧调制波 an。

根据该正负调制波 ap、an，脉冲发生装置 15，使脉冲发生周期变成为 2To 的开关函数 Sp，Sn。基准信号发生装置 14，根据开关频率指令 Fsw_* 确定脉冲发生周期 To。在此，用下式表示 Fsw_* 和 To 的关系：

$$To=1/(2Fsw_*) \qquad \cdots (12)$$

用图 6 来说明脉冲发生装置 15 的脉冲发生动作。

图 6 中，脉冲计时设定装置 151，根据 ap，an，aoff，To (对 an，

aoff 将在后面描述），由下式求出 Sp 的前沿计时 Tpup 和 Sn 的后沿计时 Tndn（处理 1）：

$$Tpup\begin{cases}To & (ap<aon)\\ (1-ap)\ To & (aon\leqslant ap\leqslant aoff)\\ 0 & (ap>aoff\end{cases} \quad \cdots (13)$$

$$Tudn\begin{cases}0 & (an<aon)\\ anTo & (aon\leqslant an\leqslant aoff)\\ To & (an>aoff)\end{cases} \quad \cdots (14)$$

在后一周期中，与处理 1 相同地求出 Sp 的后沿计时 Tpdn 和 Sn 的前沿计时 Tnup（处理 2）。

$$Tpdn=\begin{cases}0 & (ap<aon)\\ apTo & (aon\leqslant ap\leqslant aoff)\\ To & (ap<aoff)\end{cases} \quad \cdots (15)$$

$$Tnup=\begin{cases}To & (an<aon)\\ (1-an)\ To & (aon\leqslant an\leqslant aoff)\\ 0 & (an>aoff)\end{cases} \quad \cdots (16)$$

通过交替进行上述处理 1 和处理 2，形成开关函数 Sp，Sn。

在此，aon，aoff 是从开关元件的最小导通时间 Ton 和最小关断时间 Toff 确定的值，为：

$$\begin{cases}aon=Ton/\ (2To)\\ aoff=1-Toff/\ (2To)\end{cases} \quad \cdots (17)$$

即，如图7(Sp 的例子)所示，导通脉宽 Twon 和关断脉宽 Twoff 为：

$$\begin{cases} Twon = To - (Tpup - Tpdn) \\ Twoff = To + (Tpup - Tpdn) \end{cases} \quad \cdots (18)$$

具有图 8 的虚线所示的特性。在此，导通脉宽 Twon 不能由开关元件所决定的最小导通时间 Ton 以下，关断脉宽 Toff 不能为由开产关元件所决定的最小关断时间 Toff 以下，成为图 8 中的实线所示的特性。为了实现上述目的，附加图 6 的脉冲计时设定装置 151 的功能。由此发生的输出电压基波成分的不连续极少，可以忽略不计而没有妨碍。

在输出电压基波成分的不连续可以忽略不计的范围内 aoff 是可以变化的，作为从单极性调制到过调制的过渡计时，由单极性/过调制过渡控制装置 312 所提供。在把 aoff 设定为常数的情况下，能够使脉冲发生简化。

即，由于脉冲计时设定装置 151 自动地从单极性过渡到过调制，所以没有必要设置输出单极性/过调制过渡控制装置 312。

开关函数发生装置 152，发生周期 To 的基准信号，与其同步地并根据 Tpup、Tndn 或 Tpdn、Tnup 来对 Sp，Sn 进行调整。

图 9 表示过调制时的开关函数的一个例子。一旦 ap 瞬时值 Ap 超过 aoff，就填入开关函数 Sp 的脉冲间的狭缝（图 9 (c) 的阴影部分)。该填入的缝宽小于开关元件最小关断时间 Toff，由于其程度为每次 1—2 个狭缝逐渐地成为没有，几乎不会给输出电压的基波造成影响。

图 10 表示用软件实现脉冲计时设定装置 151 时的程序图。

但是，用过调制控制，通过填入输出电压半周期中央部分脉冲

间的狭缝，维持最大电压状态，仅仅在调制波零交点附近进行PWM控制。为此，在该区域中，调制率A和实际输出的输出电压成为非线性，尽管直线地增加调制率A，输出电压也不会随其而直线地增加。

在此，通过对调制率A的设定进行非线性化，谋求过调制时输出电压的线性化。即，如果PWM控制部分中的开关频率非常高，用下式表示输出电压基波有效值E和调制波A的关系：

$$E=\frac{1}{2}\left\{A\sin^{-1}\frac{1}{A}+\sqrt{1-A^{-2}}\right\}Emax \qquad \cdots (19)$$

由此，由下式的关系能预先算出E*和A的关系，通过构成图11所示的振幅设定装置111，能相对E*直线地调整输出电压。其结果，特别是能提高靠近1脉冲的高电压区域中的电压控制性能。

在电压指令高的情况下，通过过渡控制装置3的切换开关32的动作，从过调制模式过渡到1脉冲模式。切换开关32，根据多脉冲过渡控制装置31输出的1个Spm切换成为：

Spm＝0时，多脉冲侧

Spm＝1时，1脉冲侧。

在图12中，表示出1脉冲/多脉冲切换控制装置313的一个例子。在该例中，这样设定滞后：当电压指令E*超过Eip时从多脉冲模式过渡到1脉冲模式，在E*变成小于Emp时从1脉冲模式过渡到多脉冲模式。由此，抑制无准备的PWM模式的过渡，而得到瞬态变动小的稳定的输出电压。

本实施例中，从过调制到1脉冲的过渡，在过调制模式中脉冲数变成为1脉冲，调制率不会变大。

由此，一但过渡到1脉冲，边带成分就会干涉基波，输出电流

的连续性不好，引起转矩变动。

本实施例中，对于过调制，在包含在基波半周期中的脉冲数仅在多数的阶段中，过渡到1脉冲模式。下面进行详细的描述。

1脉冲发生装置2由相位运算装置21和脉冲发生装置22构成。相位运算装置21的动作最好与111完全相同，就可以省略21而利用111的输出。

图13表示脉冲发生装置22的构成图。在三电位PWM中与二电位PWM不同，通过1脉冲控制时的脉宽控制进行输出电压的调整。在此，由电压指令E*求出脉冲前沿的计时相位α和后沿的计时相位β：

$$\begin{cases}\alpha=\cos^{-1}E^{*}\\ \beta=\pi-\cos^{-1}E^{*}\end{cases} \quad \cdots (20)$$

把该α、β作为相位θ的基准来设定，形成Sp、Sn，通过将其输出，实现1脉冲波形。

这样，能够根据统一的电压指令来实现两极性调制，单极性调制和过调制，从而可以进行到成为最大输出的1脉冲的连续过渡控制。

在本实施例中，可以对输出电压从零电压到最大电压进行连续平滑地调节，就具有能以高精度提供稳定的输出电压的效果。

在图4所示的第1实施例中，以与逆变器频率非同步地发生上述多脉冲发生装置的输出脉冲列，以与逆变器频率同步地控制1脉冲发生装置的输出脉冲。

该原因出于这样的问题：在多脉冲区域中原用同步方式的上述现有技术中，第1，用于相位管理的控制是复杂的，第2，来自某种控制的要求的输出电压指令的偏离正弦波是需要的，在这种情况下

(在图1中，逆变器频率Fi.和输出电压指令E.根据电力机车控制上的要求进行调节的情况等)，就不能忠实地再现输出电压指令。

总之，第一个问题是：由于同步方式输出逆变器频率整数倍的脉冲，配备具有每种脉冲模式中的相位与发生脉冲关系的表，从脉冲模式和由逆变器器频率的相位读出脉冲发生相位并输出。这就使带有需要相位管理的计算量和脉冲模式的存储器变得庞大，引起控制复杂化。

第二个问题是：现有技术中所示的同步方式，虽然具有90°的脉冲数据，因为这些数据使输出电压形成正弦形，则就有不能照指令原样正确地表现输出电压的问题。

在本实施例中，通过在使多脉冲模式中的脉冲发生同逆变器频率成为非同步，来谋求这些问题的解决。

即，对于第一个问题，由于脉冲的发生，可以不受逆变器频率的限制而是独立地来发生脉冲。在图4中，可以与逆变器频率指令Fi.相独立地设定开关频率指令(图4，基准发生14独立于逆变器频率)。为此，就不需要用于脉冲发生的复杂的控制程序，就能简化控制。

对于第二个问题，一但是非同步方式，就没有必在具有每个相位的数据，由于可以输出与瞬时电压指令相对的脉冲，即使是失真的正弦波也可以忠实地表现，与上述相位运算等相关的控制可以简略，能够进行用于输出相当于逐次电压指令的脉冲的运算，由于能缩短运算周期，所以能提高忠实度。

作为非同步，由于开关频率依赖于逆变器频率，能够使开关频率的变化成为最小限度，在同步方式中所观察的脉冲模式切换前后，就有能使音质的变化(杂音，令人不愉快音)成为最小限度的效果。

尽管上述实施例以三电位变换器为例子进行说明，在二电位变换器和三电位以上的多电位变换器中也是相同的。

在以较低频率进行开关的GTO晶管那样的开关元件的情况下，在输出电压高次谐波中，会发生依赖于开关频率而发生的边带成分同逆变器频率的基波成分的干涉。为了避免这样，在多脉冲发生装置的PWM模式中，使两极性调制模式和单极性调制模式对于逆变器频率成为非同步的，而使过调制模式、1脉冲模式成为同步的(图14)。

由这种构成，可以提供比过调制时还稳定的电压。

图15表示多脉冲过渡控制的另一实施例。图15仅表示多脉冲过渡控制装置31。其使4种PWM模式依赖于变换器频率指令Fi*和电压指令E*两者而过渡。即，在Fi*＜F_1且E*＜E_1时成为两极性调制；Fi*≥F_1且E_1≤E*＜E_2时成为单极性调制；E_2≤E*＜E_3时成为过调制；E*≥E_3时成为1脉冲。由此，例如在再次起动时和再牵引时，在频率高的高速区域中使输出电压进行软起动的情况下，满足两极性调制→单极性调制→过调制→1脉冲这种过渡条件，可以成为稳定的电压上升。由于在低频区域中经常为两极性调制控制，就能避免到单极性调制时的特定开关元件的电流集中。

下面说明第2实施例。

对第1实施例进行扩展，如图16所示，在两极性调制和单极性调制之间，如果导入混合了两种调制波形部分的两极性调制，就能提高输出电压和开关频率的平滑度。

图14表示输出电压指令波形的一个例子。在图17中，除了(ロ)以外与图3完全相同，下面对该部两极性进行说明。

通过偏压重叠和正负分配的结果，偏压B设定在两极性调制而不在单极性调制的范围(D＜B＜A/2)中，就能再次按基本调制波的要求那样的电压，而不会过度和不足。在这种情况下，就成为输出电压的顶峰附近为单极调制的而斜坡是两极性调制的部分两极性调制。此时的正侧调制波ap和负侧调制波an为：

$$ap=\begin{cases}abp & (abp>0,\ abn<0)\\ abp+abn & (abp>0,\ abn>0)\\ 0 & (abp\leqslant 0)\end{cases} \quad \cdots (21)$$

$$an=\begin{cases}-abn & (abp>0,\ abn<0)\\ -(abp+abn) & (abp<0,\ abn<0)\\ 0 & (abn\geqslant 0)\end{cases} \quad \cdots (22)$$

(ab—an) 通常与基本调制波 a 相一致，保持输出电压基波的瞬时值的连续性。

利用上述性质，如果根据调制 A 的增加逐渐地减小偏压 B，就能通过从两极性调制到单极性调制的部分两极性调制来进行连续地过渡。当然，这是可逆的。

图 18 表示两极性调制/单极性调制过渡控制装置。如果象图 18 的实线所示那样设定偏压 B，在 $0\leqslant A\leqslant A1$ 的区域中就成为两极性调制；在 $A1<A<A2$ 的区域中就成为部分两极性调制；在 $A\geqslant A2$ 的区域中就成为单极性调制。此时，由于两极性调制和单极性调制的切换时不会产生来自电动机的杂音，对装置的低噪音化是有效的。

一旦应用图 18，就能在图 19 所示的每个区域中应用管理 PWM 模式。图 19 仅表示出多脉冲控制装置 31。其中：使 5 种 PWM 模式依赖于逆变器频率指令 Fi_* 和电压指令 E_* 两者而进行过渡。即，在 $Fi_*<F0$ 且 $E_*<E0$ 时成为两极性调制；在 $F0\leqslant Fi_*<Fi$ 且 $E0\leqslant E_*<F_1$ 时成为部两极性调制；在 $Fi_*\geqslant Fi$ 且 $E_1\leqslant E_*<E_2$ 时成为单极性调制；在 $E_2\leqslant E_*<E_3$ 时成为过调制；在 $E_*\geqslant E_3$ 时成为 1 脉冲。由此，例如在再次起动时和再牵引时，在频率高的高速区域中使输出电压软起动的情况下，满足这种过渡条件：两极性调制→部分两极性调制→单极性调制→过调制→1 脉冲，就能成为稳定的电压上

升。在打滑恢复粘着时提供与再次起动相同的效果。无论在怎样的运转状态，就有把由脉冲模式切换时电动机所产生的杂音限制在最小限度上的效果。

在用于铁道车辆使用的电力机车控制装置中的变换器中，逆变器频率 Fi。的可变范围为 0—300Hz 的程度。输出电压为最大时的逆变器频率 Fcv是逆变器频率可变上限的 1/5—1/3，Fcv的上限约为 100Hz 的程度。在以非同步发生脉冲时，由于开关频率周围发生的高次谐波同逆变器频率基波的干涉而避免了输出电流的变动，Fcv的 10 倍程度的开关频率即 1KHz 以上的开关频率是必要的。

在噪音（上述杂音等）降低情况下，就有把开关频率的变动抑制在最小限度的效果，通过过调制的引入，多脉冲区域中的开关频率的变动就能处于 1—2Fi 以内。

图 20 是对多脉冲区域在非同步、同步情况下的开关频率变化进行的比较。

多脉冲区域中在同步方式时开关频率不连续地变化，而在非同步方式中是连续地变化。由此，音色的变化变小了。

下面用图 4、图 12、图 22 和图 23 来对过调制模式和 1 脉冲模式的过渡控制进行说明。

图 4 中，把过渡控制信息的电压指令 E。和输出电压的相位 θ 输入 1 脉冲/多脉冲切换控制装置（1P/MP 切换控制）313，从而决定用于从过调制模式到 1 脉冲模式或从 1 脉冲模式到过调制模式切换信号 SPM。

图 12 表示 1 脉冲/多脉冲切换控制装置 313 的构成例子。把输入电压指令 E。输入切换电压检测器 313a，输出电压指令 E。到达基准值 EIP 时输出 SPM’ =1，在基准值 EMP 以下时输出 SPM’ = 0。

一方面，切换计时发生器 313b，在 PWM 模式过渡相位 ac，ac

+60°，ac+120°，ac+180°，ac+240°，ac+300°时，生器 313b 的输出计时对切换电压检测器 313a 的输出信号 SPM' 的内容进行闩锁。

用图 22 来说明该 1 脉冲/多脉冲切换控制装置 313 的动作。

(a) 是电压指令 E_*，如 (b) 所示一旦成为 $E_* \geqq EIP$ 就输出 SPM' =1。(c) 是作为输出电压基准的相位。(d) 是切换计时发生器 313b 的输出，在 θ=dc 及与其 60°间隔的相位时成为 1。(e) 是闩锁装置 313c 的输出，在切换电压检测器 313a 的输出后，在从切换计时发生器 313b 输出时，输出实际的切换计时信号 SPM。

为了使 PWM 模式平滑地过渡，过渡电压 EIP、EMP 及 PWM 模式过渡相位 αc，αc+60°，αc+120°，αc+180°，αc+240°，αc+300° 是重要的要素。

实验结果证明：在逆变器的 3 相中的 1 相上输出中性点电压时，切换 PWM 模式，基波和电流就会成为不连续引起转矩脉动。在此，在过调制模式中，调制停止期间（在基波峰值附近输出宽幅脉冲期间）在全部相重叠的相位区域不会切换到输出电压指令，以该重叠的相位切换。

调制停止期间成为在全部相重叠那样的输出电压指令 E_*，由于是调制停止期间的开始相位 α1 成为 30°以下的电压，则求出此时的电压指令为 $E_* = 0.957$。把该值作为过渡电压基准值 EIP，EMP ($\geqq 0.957$ (19 式中的 A=2 时)) 的下限。

上限是开关频率所决定的值，至少包含在基波半周期中的脉冲在有多数的状态中必须切换成 1 脉冲模式。正如上述那样，从不能进行脉宽控制的 1 脉冲（在过调制模式中得到的调制率大的 1 脉冲）切换到可以进行脉宽控制的 1 脉冲，就不能得到基波的连续性。

调制停止期间，即使存在全部的相重叠期间，也必须在重叠状态中切换。

在此，管理切换的相位。图 22 的 (f) (g) (h) 表示各相的电压，

由于把θ=0作为基准，则全部相以θ=α_1（未图示，上述30°以下的相位）重叠，就存在以后每60°重叠的位置。

把切换相位αc设定为α1≦αc≦60°－αc。由此维持基流的连续性。

图23是负荷为感应电动机时，表示出从1脉冲模式到过调制模式以后时的模拟波形一个例子。(a)是切换电压和相位未加任何考虑的情况，(b)是使用本实施例的情况。

如果不使用本实施例，在过渡时，输出电流峰值上跳，发生转矩波动。因此，使用本实施例就能充分降低那些波动。

当然，如果使用微处理机等，上述脉宽调制装置的一部分或全部就能程序化，就能以软件来实现。图21表示为了用软件实现到达图4脉宽调制装置中的脉冲前沿、后沿计时运算的程序图的一个例子。

虽然以上全是以感应电动机负荷的情况为例来进行说明，但在不限于上述情况的其它交流电动机中也能预期有同样的效果。尽管以上全是以逆变器为对象的说明，但也可以是通过电抗元件把这些逆变器输出端子同交流电源联接，作为交流变直流的自励式变换器来进行工作。在这种情况下，可以预期具有与逆变器的情况相同的效果。

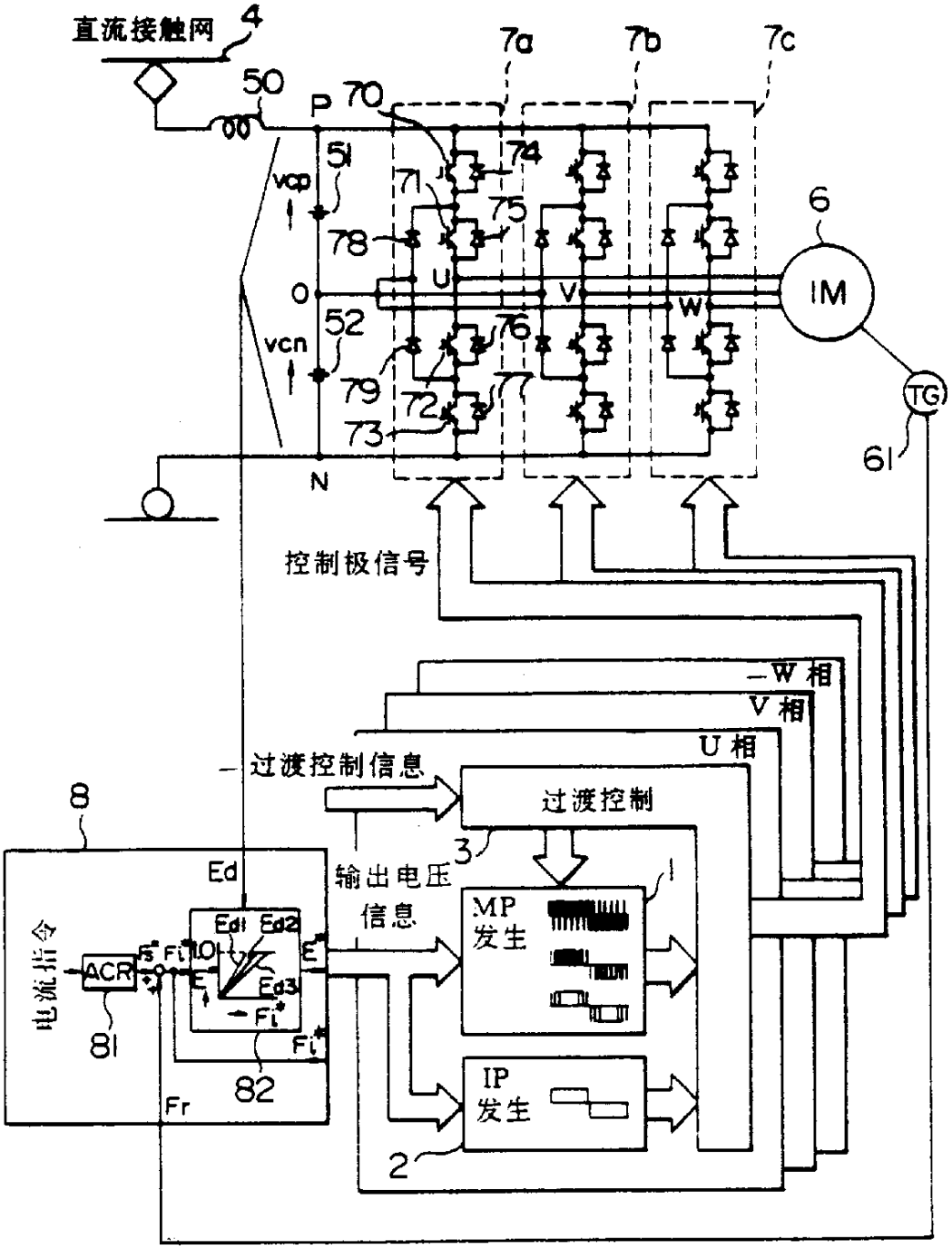
虽然以上是对三电位变换器的情况进行描述，但本发明的目的也是能适应于三电位以上的多电位变换器。

根据本发明，能够对变换器输出电压从零电压到最大电压进行连续而平滑地调节。就有简化脉冲发生控制系统的效果。

而且适用于电力机车并提供低噪音的电力机车。

说　明　书　附　图

图 1



直流接触网
4
50
P
70
7a
7b
7c
51
vcp
71
74
75
78
6
IM
O
U
V
W
52
vcn
76
79
72
77
73
TG
61
N
控制极信号
W 相
V 相
U 相
过渡控制信息
过渡控制
8
3
Ed
输出电压
信息
1
MP
发生
电流指令
ACR
Ed1
Ed2
Ed3
81
82
IP
发生
Fr
2

图 2

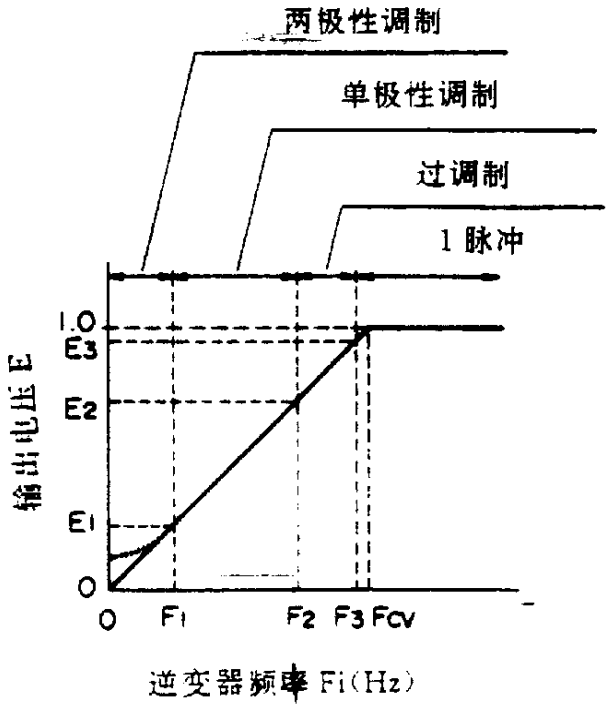


图 3

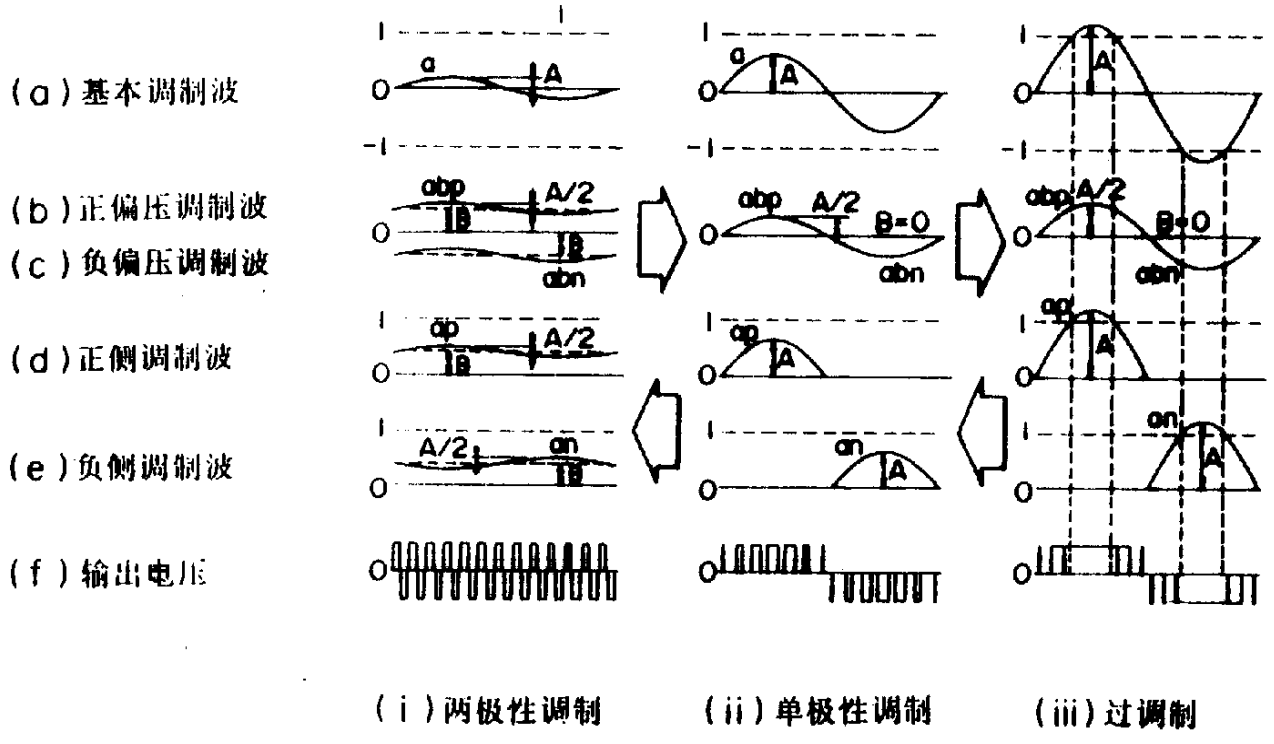
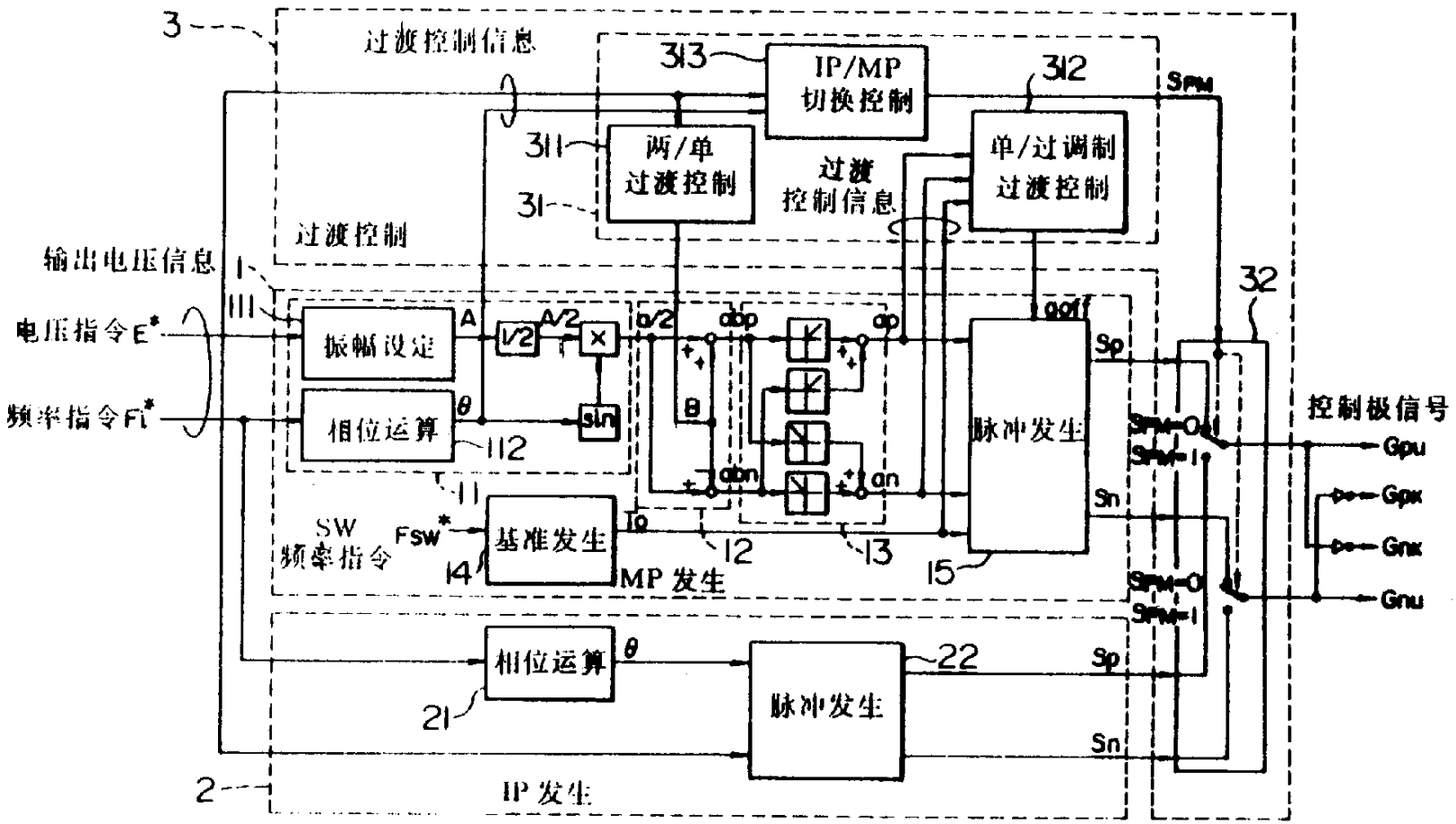

(a) 基本调制波
(b) 正偏压调制波
(c) 负偏压调制波
(d) 正侧调制波
(e) 负侧调制波
(f) 输出电压
a
A
abp
A/2
B
abn
B=0
ap
an
A'
abp'
abn'
ap'
an'
(i) 两极性调制
(ii) 单极性调制
(iii) 过调制

图 4



3
过渡控制信息
313
IP/MP
切换控制
312
SPM
311
两/单
过渡控制
31
过渡
控制信息
单/过调制
过渡控制
过渡控制
输出电压信息
1
111
电压指令E*
频率指令Fi*
振幅设定
A
1/2
A/2
×
a/2
abp
ap
aoff
32
相位运算
θ
sin
112
11
B
abn
an
脉冲发生
Sp
Sn
控制极信号
Gpu
Gpx
Gnx
Gnu
SW
频率指令
Fsw*
基准发生
To
12
13
14
15
MP 发生
相位运算
θ
21
脉冲发生
22
Sp
Sn
2
IP 发生

图 5

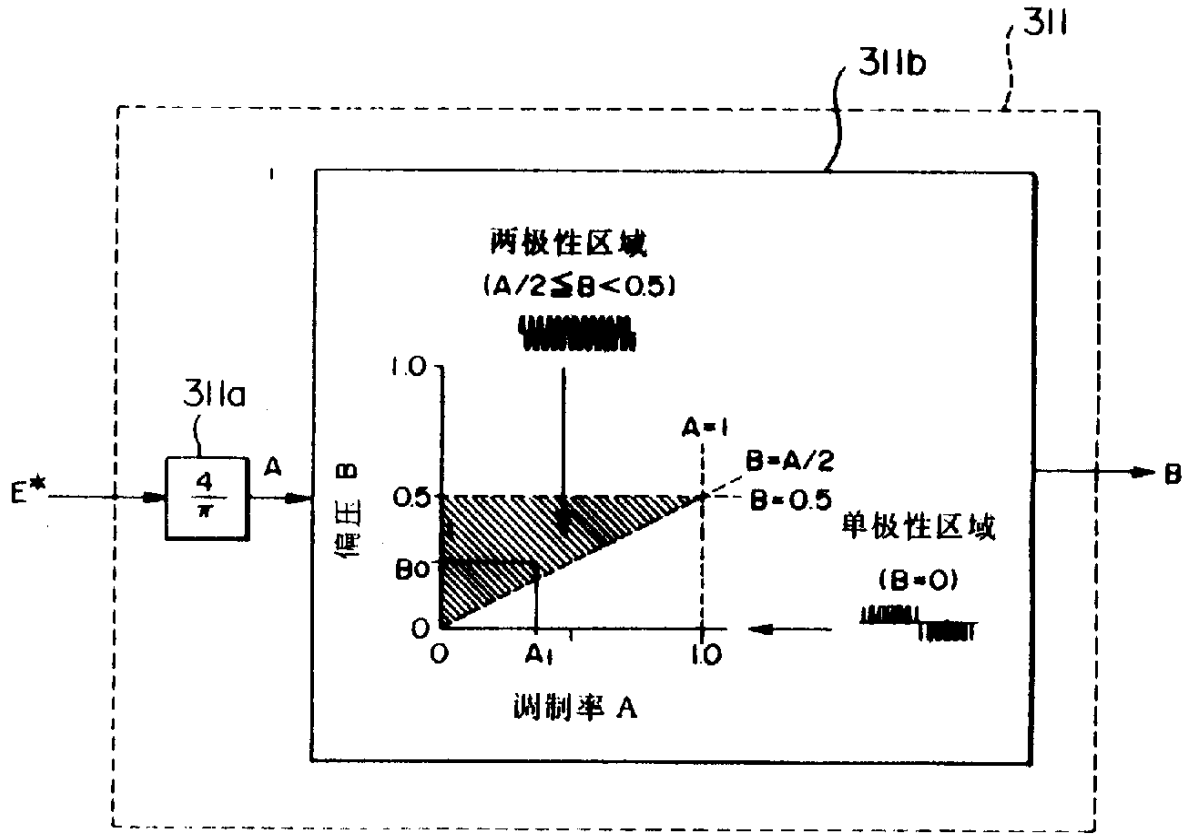
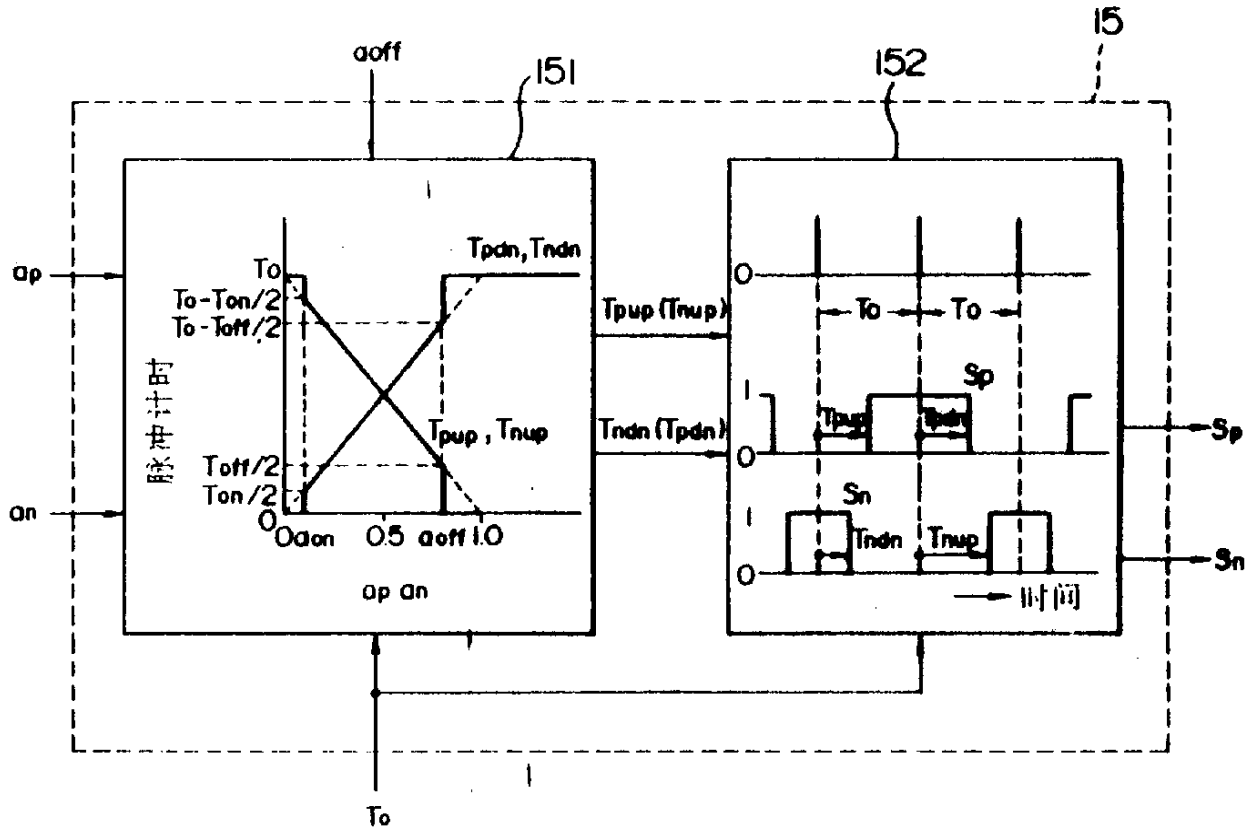

311
311b
311a
E*
4/π
A
B
两极性区域
(A/2≦B<0.5)
1.0
0.5
B0
0
偏压 B
A=1
B=A/2
B=0.5
单极性区域
(B=0)
0
A1
1.0
调制率 A

图 6



15
151
152
aoff
ap
an
To
To-Ton/2
To-Toff/2
Toff/2
Ton/2
0
0aon
0.5
aoff
1.0
ap an
Tpdn, Tndn
Tpup, Tnup
Tpup (Tnup)
Tndn (Tpdn)
Sp
Sn
Tpup
Tpdn
Tndn
Tnup
时间
To

图 7

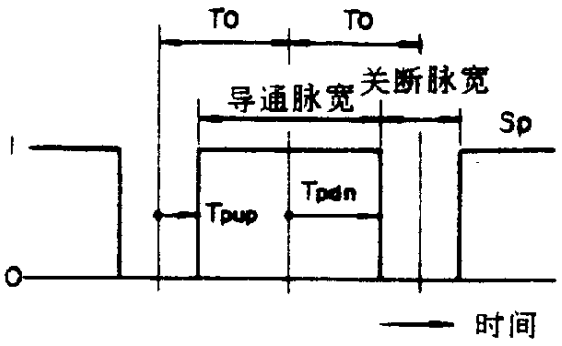
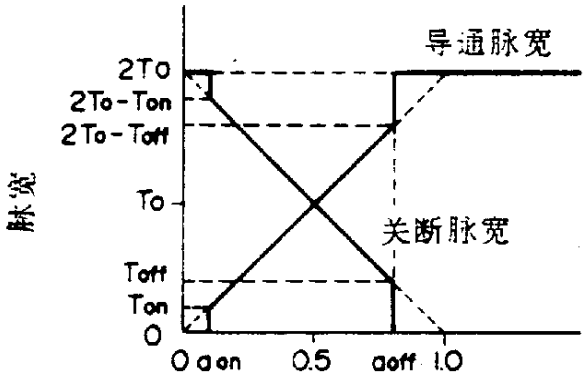


图 8



正负调制波的瞬时值 ap.an

图 9

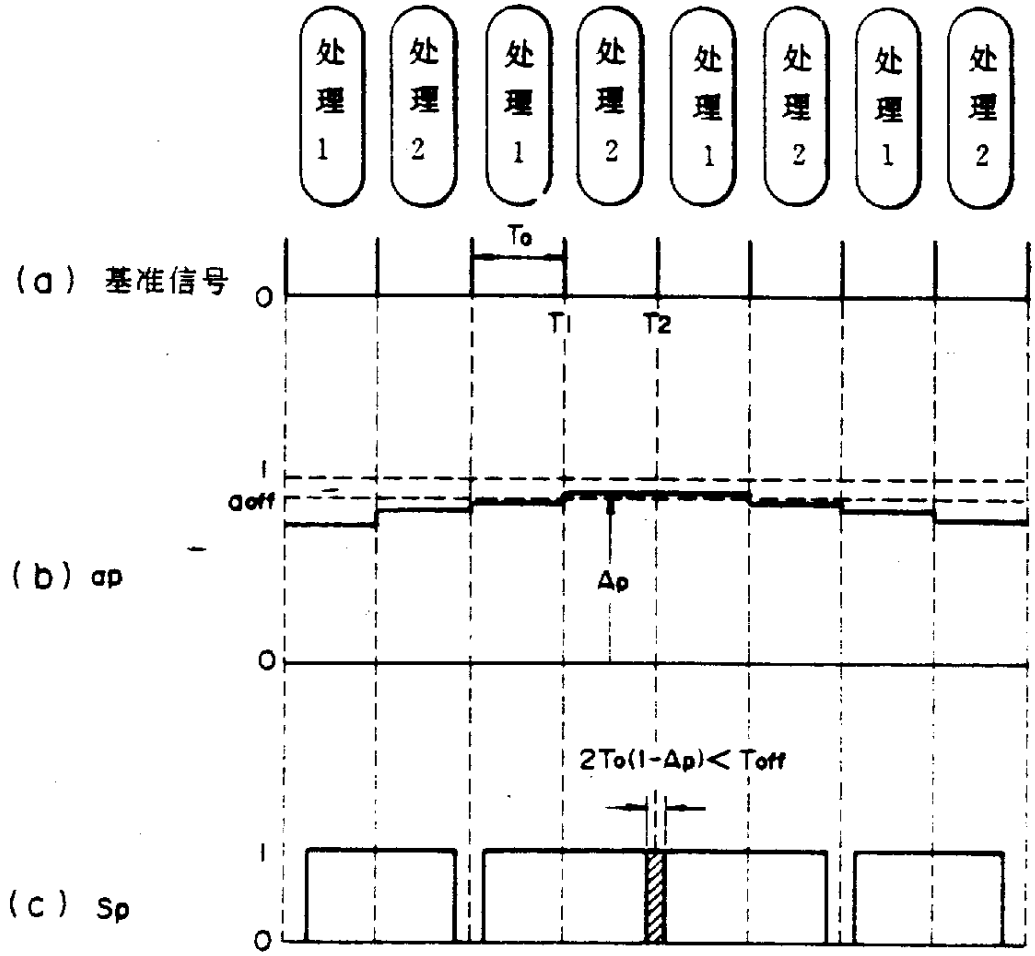

处理1
处理2
处理1
处理2
处理1
处理2
处理1
处理2
(a) 基准信号
To
T1
T2
0
1
aoff
(b) ap
Δp
0
2To(1-Δp)< Toff
1
(c) Sp
0

图 10

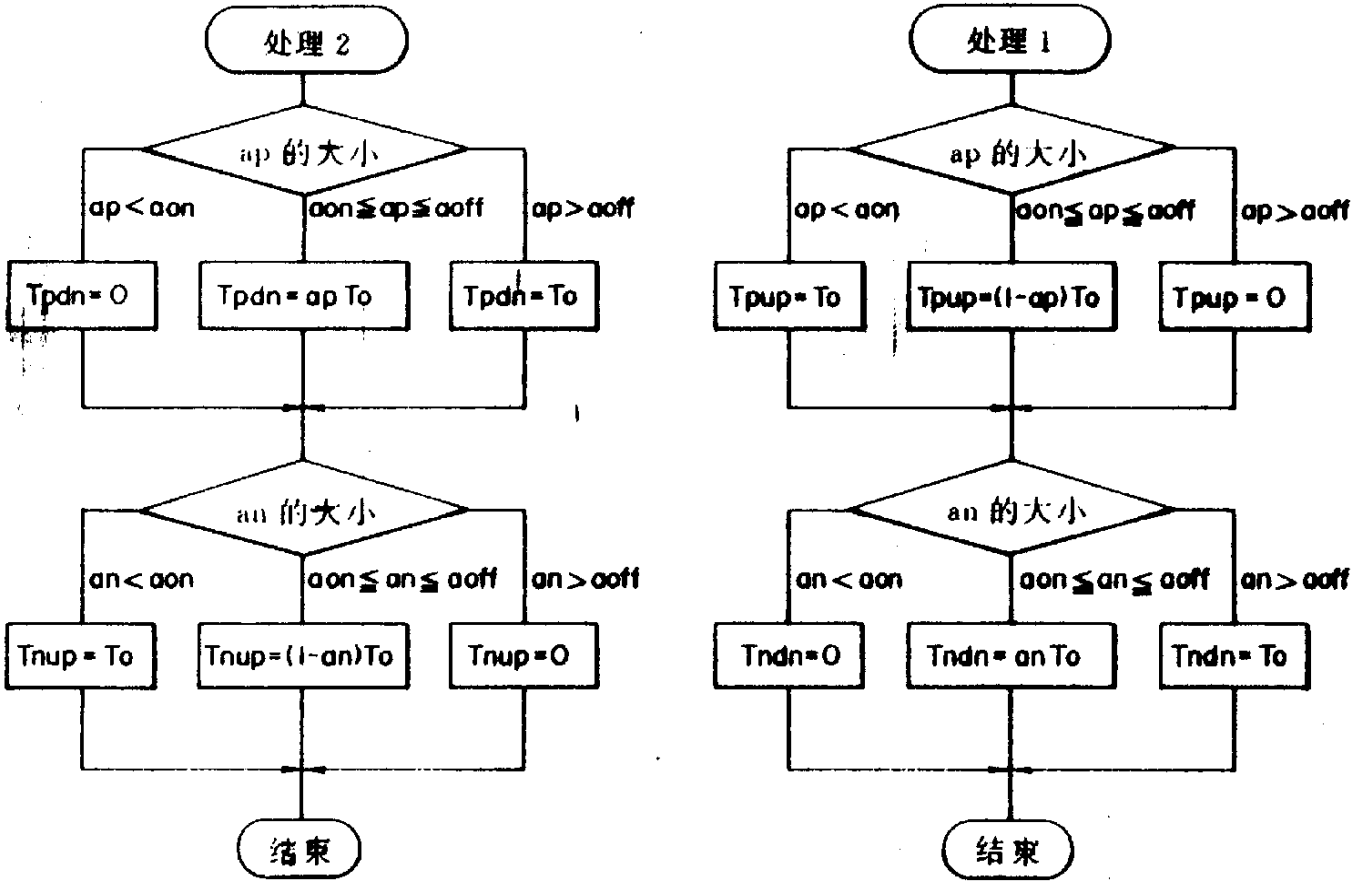

处理 2
ap 的大小
ap < aon
aon ≦ ap ≦ aoff
ap > aoff
Tpdn = 0
Tpdn = ap To
Tpdn = To
an 的大小
an < aon
aon ≦ an ≦ aoff
an > aoff
Tnup = To
Tnup = (1-an)To
Tnup = 0
结束
处理 1
ap 的大小
ap < aon
aon ≦ ap ≦ aoff
ap > aoff
Tpup = To
Tpup = (1-ap)To
Tpup = 0
an 的大小
an < aon
aon ≦ an ≦ aoff
an > aoff
Tndn = 0
Tndn = an To
Tndn = To
结束

图 11

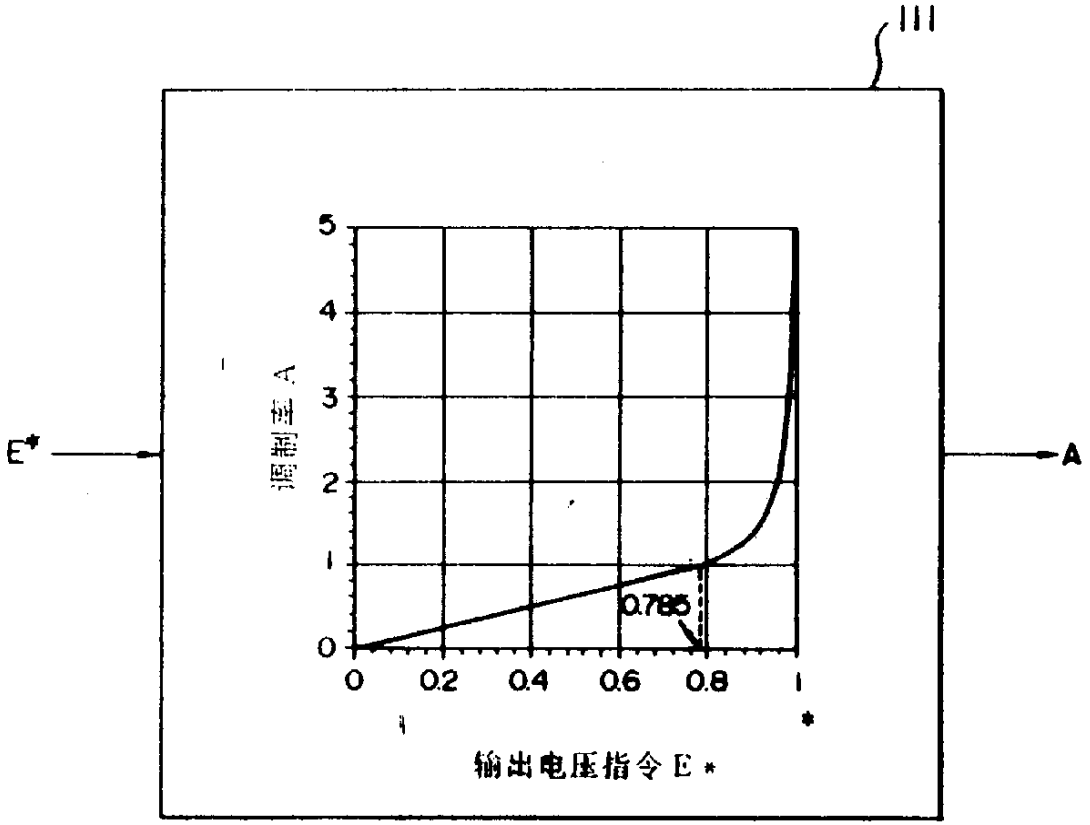


图 12

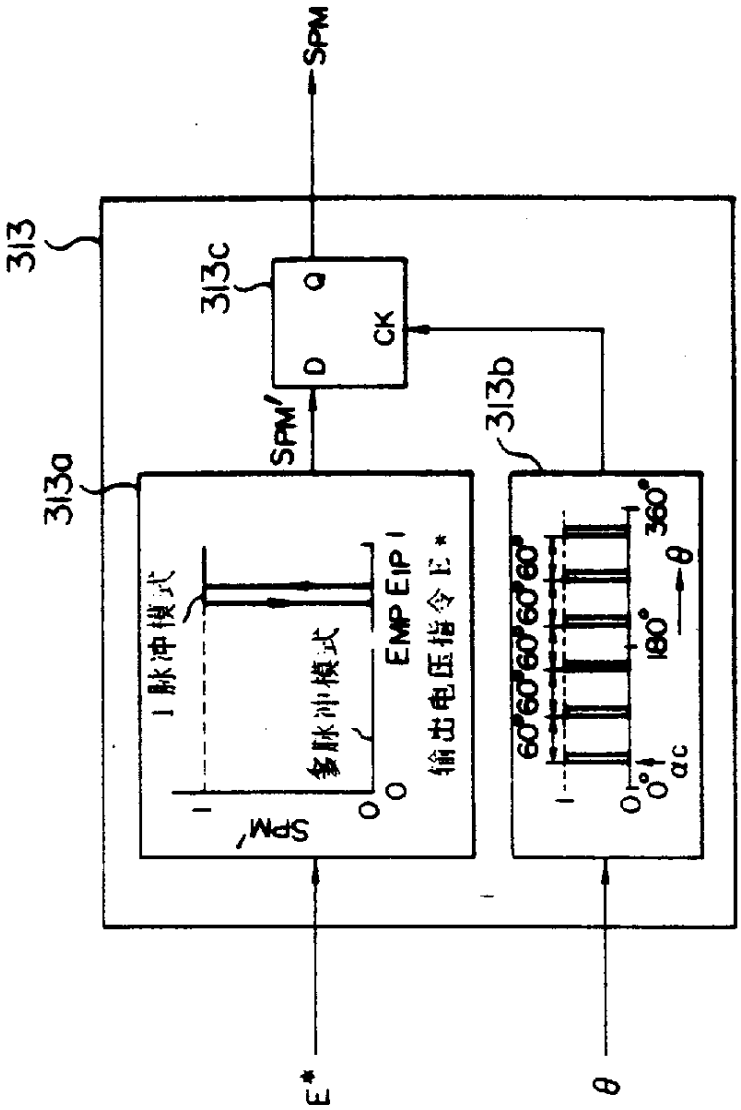

SPM
313
313c
Q
D
CK
SPM'
313a
313b
1 脉冲模式
多脉冲模式
EMP EIP I
输出电压指令 E*
SPM'
1
0
60°60°60°60°60°60°
180°
360°
θ
0°
0°
αc
E*
θ

図 13

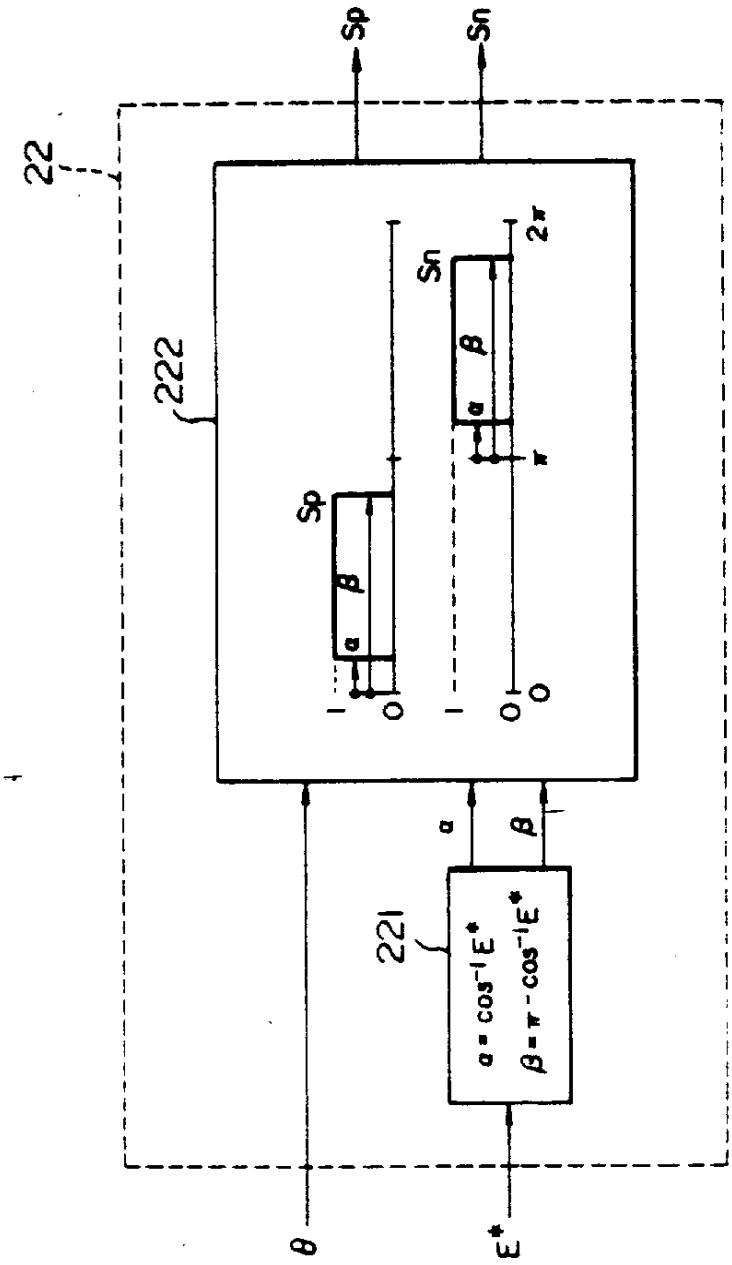


图 14

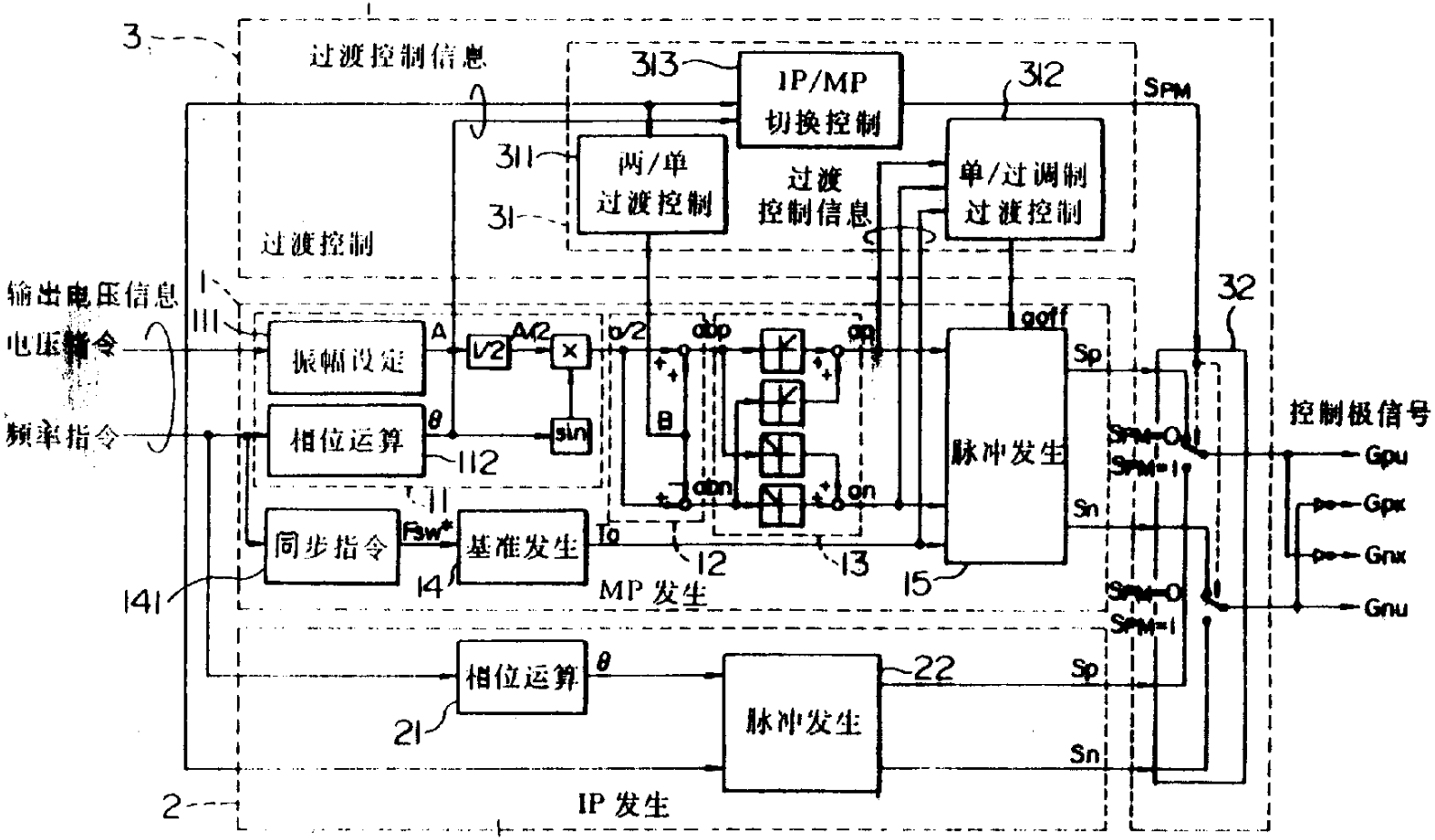

3
过渡控制信息
313
IP/MP
切换控制
312
SPM
311
两/单
过渡控制
31
过渡
控制信息
单/过调制
过渡控制
过渡控制
1
输出电压信息
电压指令
111
振幅设定
A
1/2
A/2
×
sin
θ
频率指令
相位运算
112
11
同步指令
Fsw*
基准发生
14
141
Io
12
13
15
MP 发生
脉冲发生
Sp
Sn
32
控制极信号
Gpu
Gpx
Gnx
Gnu
相位运算
21
22
脉冲发生
IP 发生
2

图 15

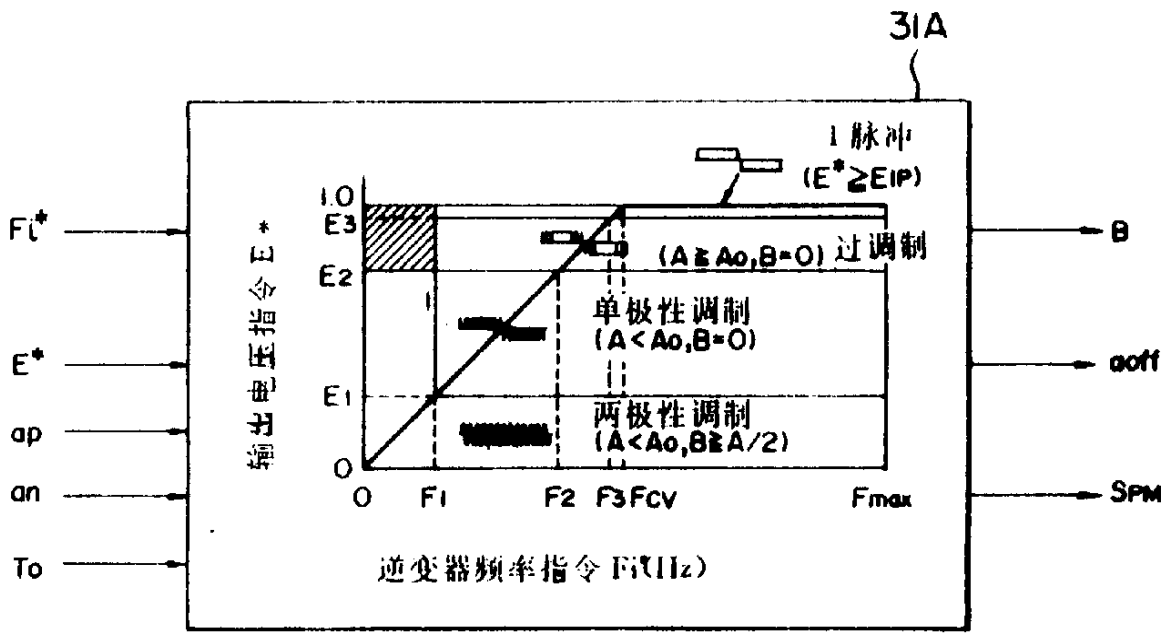

31A
Fi*
E*
ap
an
To
B
aoff
SPM
1脉冲
(E*≥EIP)
1.0
E3
E2
E1
0
输出电压指令E*
(A≥Ao,B=0) 过调制
单极性调制
(A<Ao,B=0)
两极性调制
(A<Ao,B≥A/2)
0
F1
F2
F3
Fcv
Fmax
逆变器频率指令Fi*(Hz)

图 16

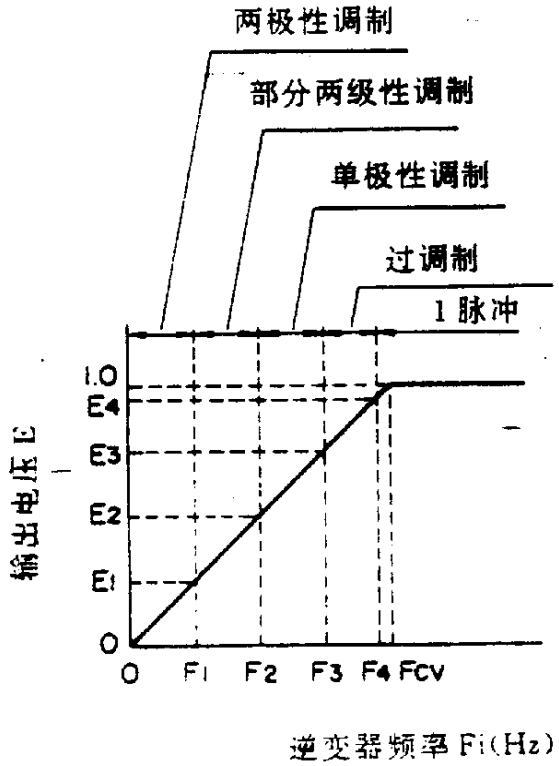

两极性调制
部分两级性调制
单极性调制
过调制
1 脉冲
输出电压 E
1.0
E4
E3
E2
E1
0
0
F1
F2
F3
F4
Fcv
逆变器频率 Fi(Hz)

图 17

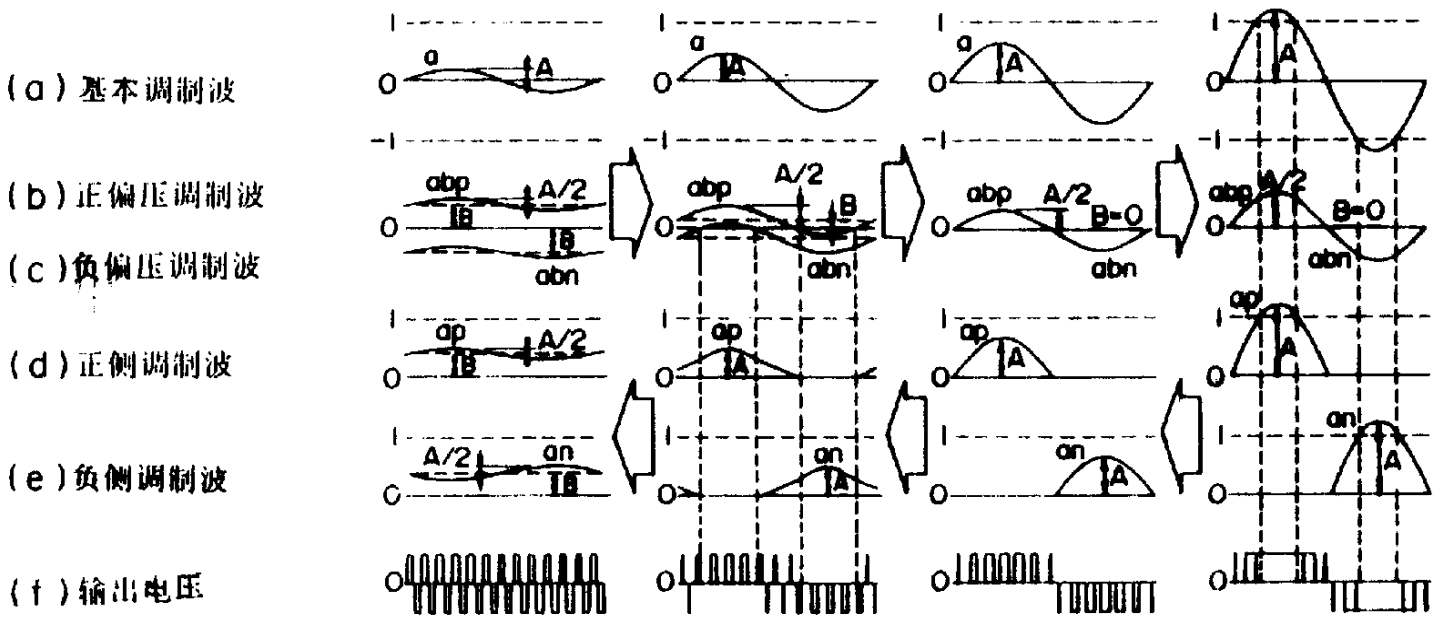

(a) 基本调制波
(b) 正偏压调制波
(c) 负偏压调制波
(d) 正侧调制波
(e) 负侧调制波
(f) 输出电压
a
A
abp
A/2
B
abn
B=0
ap
an
(i) 两极性调制
(ii) 部分两极性调制
(iii) 单极性调制
(iv) 过调制

图 18

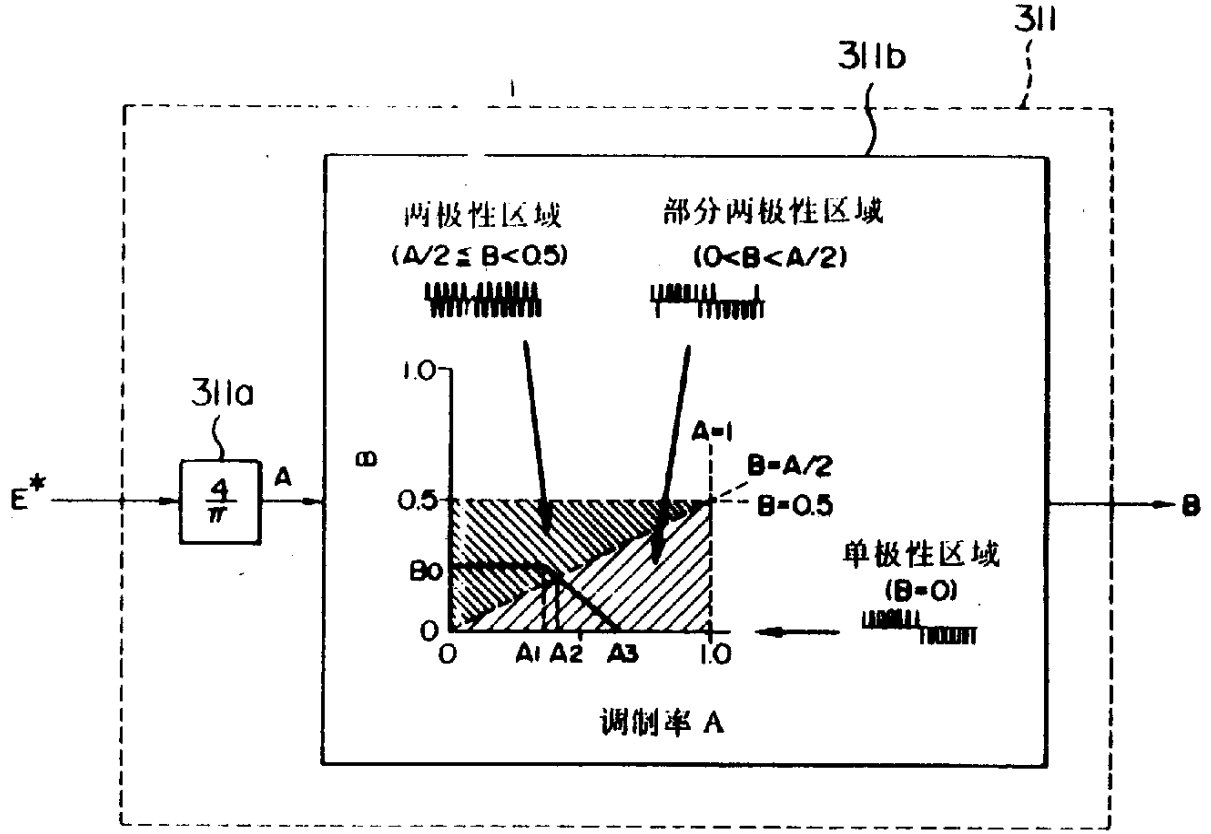

311
311b
两极性区域
(A/2 ≤ B<0.5)
部分两极性区域
(0<B<A/2)
311a
E*
4/π
A
B
1.0
0.5
Bo
0
A=1
B=A/2
B=0.5
单极性区域
(B=0)
0
A1 A2 A3
1.0
调制率 A

图 19

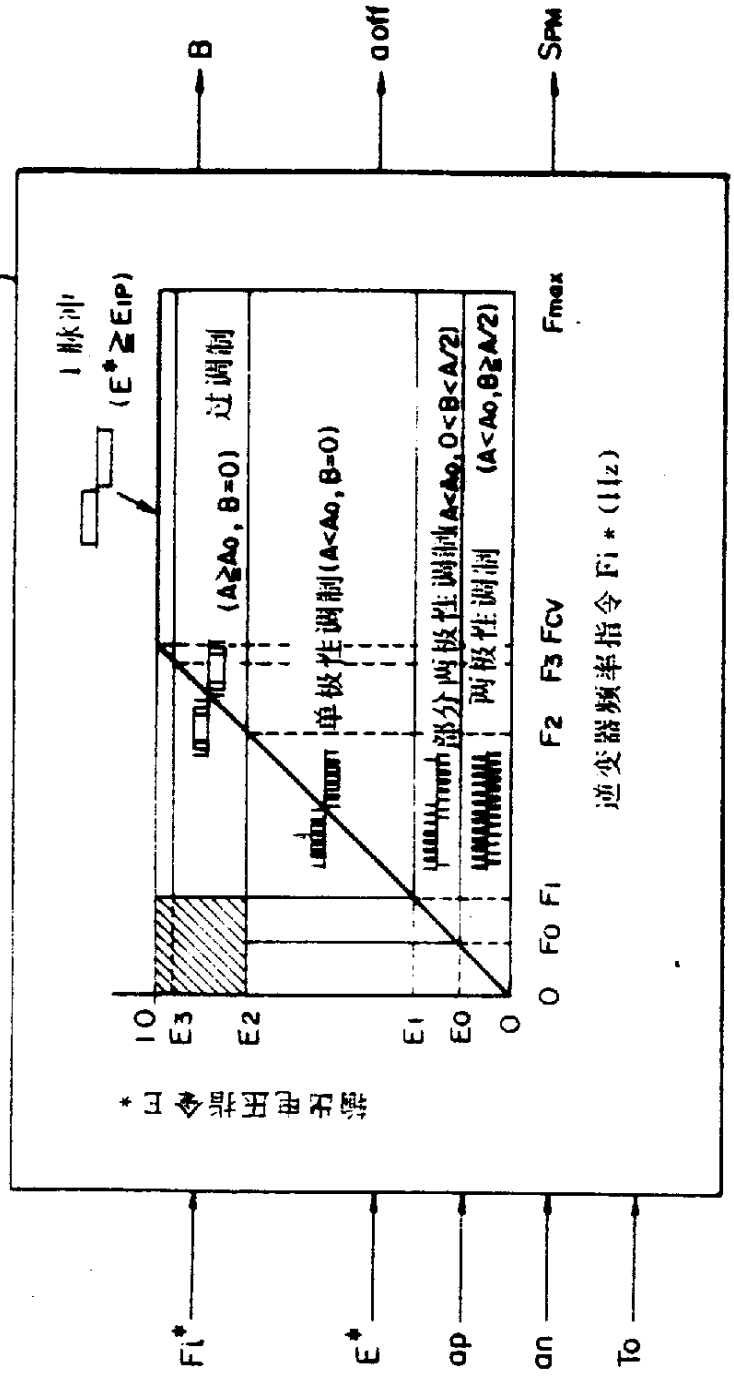

31B
B
aoff
SPM
1脉冲
(E*≥EIP)
过调制
(A≥A0, B=0)
单极性调制(A<A0, B=0)
部分两极性调制A<A0, 0<B<A/2)
两极性调制
(A<A0, B≥A/2)
Fmax
0 Fo Fi F2 F3 Fcv
逆变器频率指令 Fi*(Hz)
输出电压指令 E*
10
E3
E2
E1
E0
0
Fi*
E*
ap
an
To

图 20

开关频率特性图

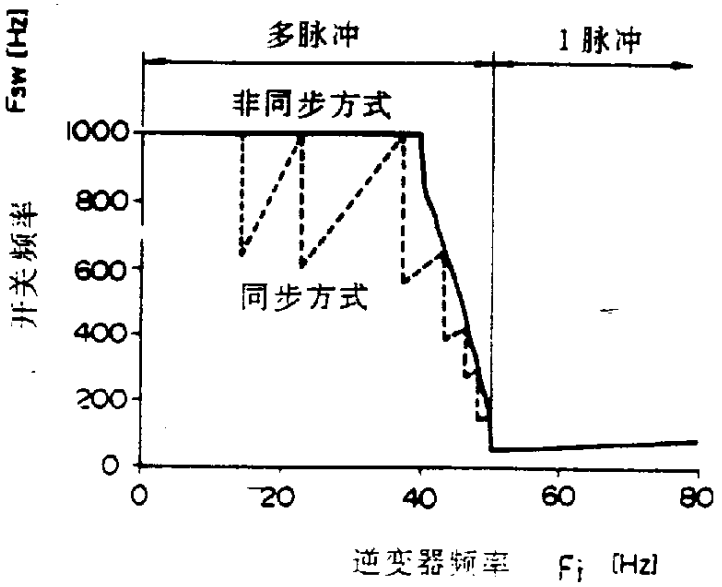

多脉冲
1 脉冲
非同步方式
同步方式
开关频率 Fsw [Hz]
1000
800
600
400
200
0
0
20
40
60
80
逆变器频率 Fi [Hz]

图 21

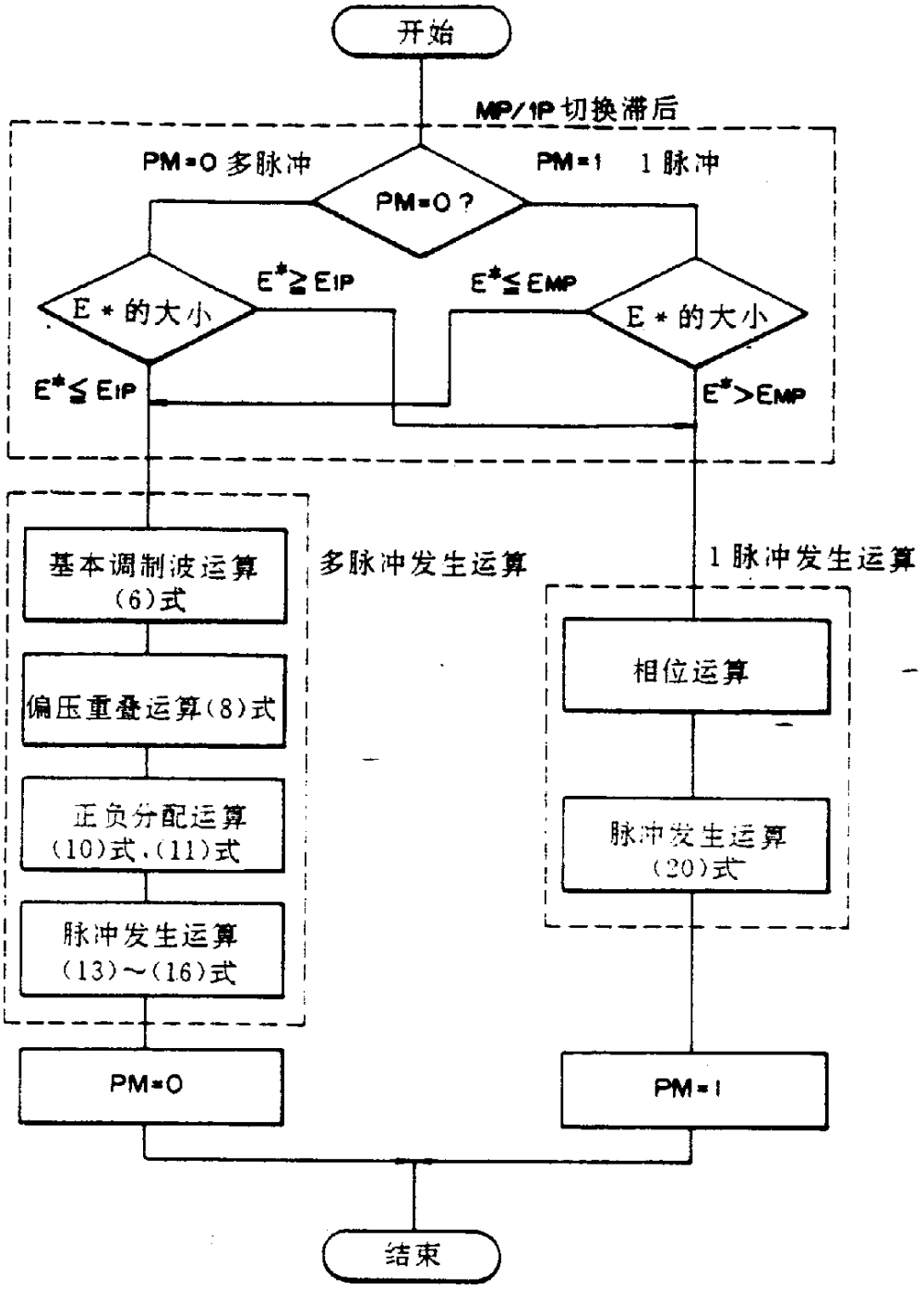

开始
MP/1P 切换滞后
PM=0 多脉冲
PM=0？
PM=1 1 脉冲
E * 的大小
E*≧EIP
E*≦EMP
E * 的大小
E*≦EIP
E*>EMP
基本调制波运算
(6)式
偏压重叠运算(8)式
正负分配运算
(10)式,(11)式
脉冲发生运算
(13)～(16)式
多脉冲发生运算
1 脉冲发生运算
相位运算
脉冲发生运算
(20)式
PM=0
PM=1
结束

图 22

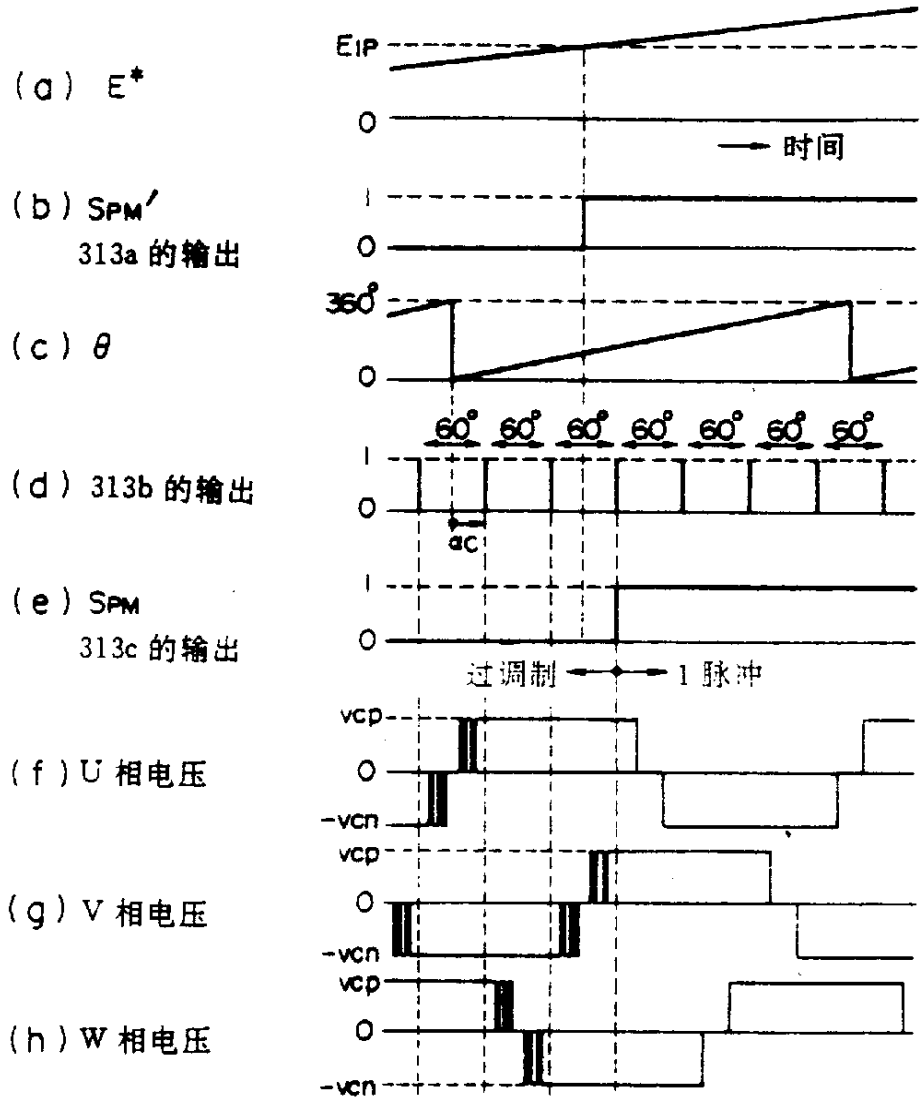
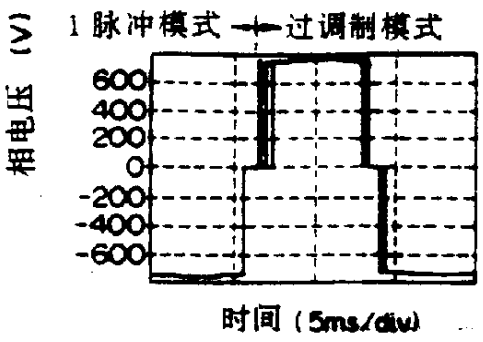
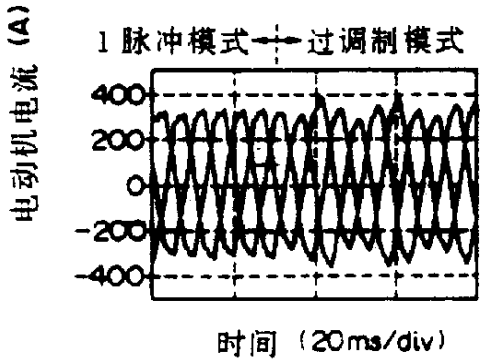
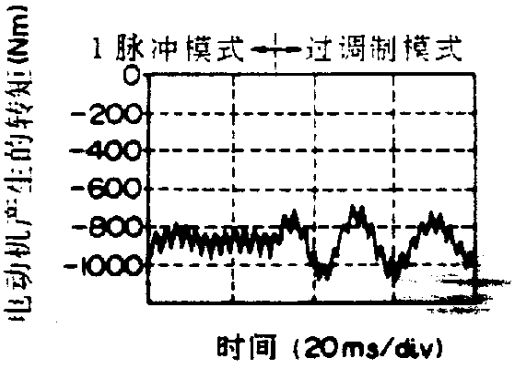

(a) E*
EIP
0
时间
(b) SPM'
313a 的输出
1
0
(c) θ
360°
0
60° 60° 60° 60° 60° 60° 60°
(d) 313b 的输出
1
0
ac
(e) SPM
313c 的输出
1
0
过调制
1 脉冲
(f) U 相电压
vcp
0
-vcn
(g) V 相电压
vcp
0
-vcn
(h) W 相电压
vcp
0
-vcn

图 23

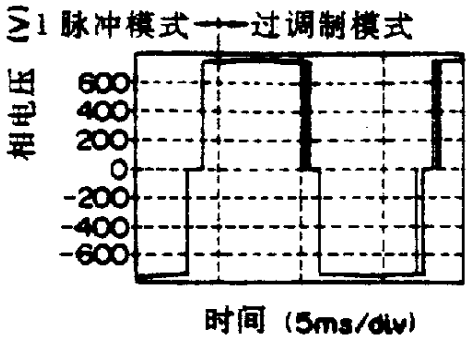
（a）未使用本实施例的情况

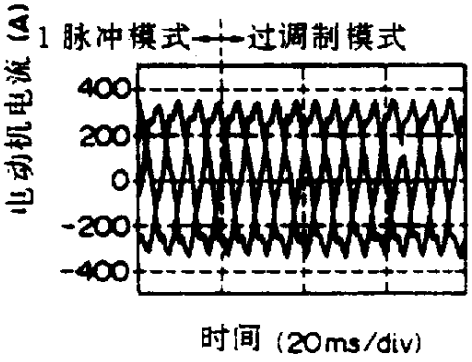






（b）使用了本实施例的情况





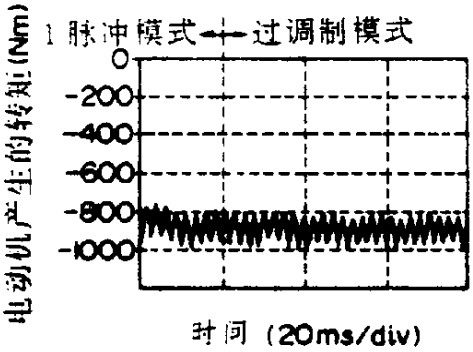
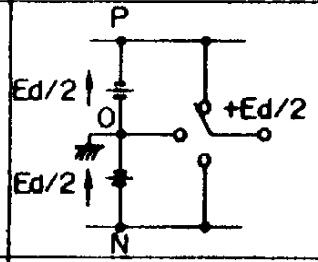
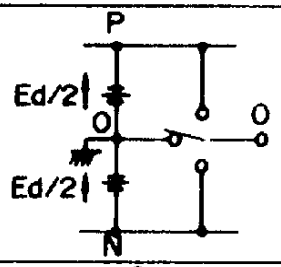
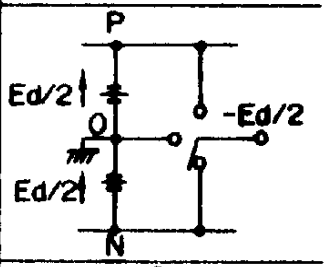


图 24

输出模式		模式 P	模式 O	模式 N
输出状态		高电位点电位输出	中性点电位输出	低电位点电位输出
导通状态	70	ON	OFF	OFF
	71	ON	ON	OFF
	72	OFF	ON	ON
	73	OFF	OFF	ON
输出电压		+ Ed / 2 (Vcp)	0	- Ed / 2 (- Vcn)
等效电路（1 相的部分）				
SW 函数	Sp	1	0	0
	Sn	0	0	1