

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁷

H02M 11/00

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 94101355.3

[45]授权公告日 2000年2月23日

[11]授权公告号 CN 1049773C

[22]申请日 1994.2.4 [24]颁证日 1999.12.3

[21]申请号 94101355.3

[30]优先权

[32]1993.3.2 [33]JP [31]041468/1993

[32]1993.2.4 [33]JP [31]017267/1993

[73]专利权人 株式会社东芝

地址 日本神奈川县

[72]发明人 田中茂 三浦和敏

[56]参考文献

US4,377,779 1983.3.22 H02P5/40

审查员 陈钰生

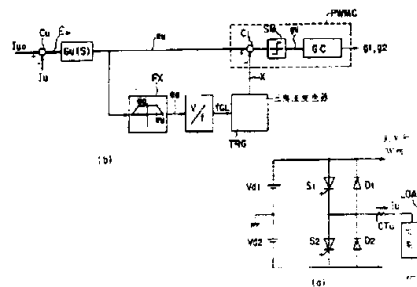
[74]专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所
代理人 冯庚宜

权利要求书 7 页 说明书 29 页 附图页数 14 页

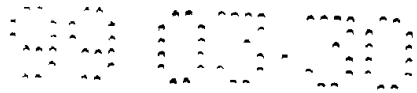
[54]发明名称 电力变流器控制系统

[57]摘要

一种控制系统,用于由脉冲宽度调制控制的电力变流器,该变流器包括自动电路断开装置。该控制系统包括用于电力变流器的电压目标值发生器,载波发生器和校正电路,负责校正该电压目标值和载波频率中的至少一个,从而产生校正后的电压目标值和校正后的载波。这个控制系统还包括一个门脉冲信号发生器。电压目标值 e 范围为 $-1 \leq e \leq +1$,电平设定值 E_a 取值为 $0 < E_a < 1$ 。



ISSN 1008-4274



权 利 要 求 书

1. 一种用于由脉冲宽度调制控制电力变流器的控制系统, 所述电力变流器由自动电路断开器件构成, 所述控制系统包括:

电压目标值发生电路, 用于产生一个与所述电力变流器输出电压有关的电压目标值;

载波发生器, 用于产生带一定频率的载波;

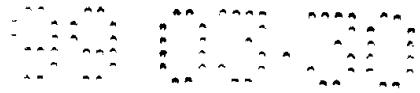
校正电路, 用于对所述电压目标值和所述载波的频率中至少一个进行校正, 并产生校正后的电压目标值和校正后的载波; 及

门脉冲信号发生电路, 用于接收第一信号和第二信号, 将其作为两个输入信号, 并将所述第一和第二信号比较后输出门脉冲信号到所述自动电路断开器件, 用于根据上述比较结果控制所述电力变流器的所述输出电压; 其特征在于,

所述电压目标值 e 取值为 $(-1 \leq e \leq +1)$, 和一电平设定值 Ea 取值为 $(0 < Ea < 1)$;

所述门脉冲信号发生电路, 当 $-Ea \leq e \leq +Ea$ 时, 接收所述电压目标值为所述第一信号, 接收所述载波信号作为所述第二信号; 及

所述门脉冲信号发生电路, 当 $e < -Ea$ 或 $+Ea < e$ 时, 接收所述电压目标值和所述校正后的电压目标值之一作为第一信号, 并



接收所述载波和所述校正后的载波之一作为所述第二信号。

2. 根据权利要求 1 的控制系统,其中:

所述校正电路校正所述载波的所述频率,并产生所述校正后的载波;及

所述门脉冲信号发生电路,当 $e < -Ea$ 或 $+Ea < e$ 时,接收所述电压目标值为所述第一信号,并接收校正后的载波作为所述第二信号。

3. 根据权利要求 2 的控制系统,其中:

所述载波发生器电路产生的载波具有所述频率(f_{co});和

所述校正电路将所述载波频率校正到 $(1 - |e|)/(1 - Ea) \cdot f_{co}$ 。

4. 根据权利要求 3 的控制系统,其中:

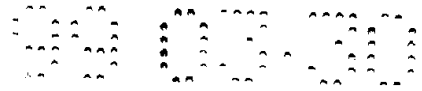
所述校正电路包括,

一函数发生器,接收所述电压目标值(e),用于产生所述校正后的电压目标值(eo);

所述校正后的电压目标值(eo)被确定出来,即当 $|e| \leq Ea$ 时, $eo = Eo$ (常数),及当 $|e| > Ea$ 时, $eo = (1 - |e|)/(1 - Ea) \cdot Eo$,和

一个电压/频率变换器,接收所述校正后的电压目标值,产生一个具有正比于所述校正后的电压目标值的频率的时钟信号;和

所述载波发生器电路接收所述时钟信号,并根据所述时钟信号的频率确定所述校正后的载波的所述频率。



5. 根据权利要求 4 的控制系统,其中:

所述电压目标值发生电路包括:

产生所述电力变流器的电流目标值的电路;

—比较器,用于比较所述电流目标值和电力变流器的负载电流;和

根据所述比较器的比较结果产生所述电压目标值的电路。

6. 根据权利要求 1 的控制系统,其中:

所述校正电路校正所述电压目标值,产生所述校正后的电压目标值;和

所述门信号发生电路,当 $e < -Ea$ 或 $-Ea < e$ 时,接收所述校正后的电压目标值作为第一信号,并接收所述载波作为所述第二信号。

7. 根据权利要求 6 的控制系统,其中所述校正电路包括:

一个加法器,将所述电压目标值(e)和一抽样保持误差信号(Δe)相加;

一个第一抽样保持电路,用于抽样保存所述加法器每一特定周期的输出信号($e + \Delta e$);

一个信号校正电路,接收所述第一抽样保持电路的输出信号,产生校正后的电压目标值(e_2);

一个减法器,通过从所述第一抽样保持电路的所述输出信号(e_1)中减去所述校正后的电压目标值(e_2),获得所述误差信号



(Δe);

一个第二抽样保持电路,用于抽样保存每一所述特定周期的所述误差信号(Δe),其工作时刻滞后于所述第一抽样保持电路的抽样保持工作时间;

其中所述校正后的电压目标值(e_2)是通过比较所述输出信号(e_1)与所述电平设定值(Ea)和电平设定值 Eb ($0 \leq Ea \leq Eb$) 后如下确定的:

当 $-Eb \geq e_1, e_2 = -1$;

当 $-Eb < e_1 < -Ea, e_2 = -Ea$;

当 $-Ea \leq e_1 \leq +Ea, e_2 = e_1$;

当 $+Ea < e_1 < +Eb, e_2 = +Ea$;

当 $+Eb \leq e_1, e_2 = +1$ 。

8. 根据权利要求 7 的控制系统,

其中所述电压目标值发生电路包括:

产生电力变流器的电流目标值的电路;

一比较器,比较该电力变流器的负载电流和所述电流目标值;

和

根据该比较器的比较结果产生所述电压目标值的电路。

9. 一种用于脉冲宽度调制控制电力变换器的控制系统,所述电力变流器由自动电路断开装置构成,所述控制系统包括:

电压目标值发生电路,用于产生与所述电力变流器输出电压

有关的电压目标值；

载波发生器电路，用于产生具有一定频率的载波；

门信号发生电路，用于接收所述电压目标值和载波信号作为两输入信号，并比较所述电压目标值和所述载波信号，根据比较结果产生门脉冲信号；

校正电路接收所述电压目标值和门脉冲信号，产生校正后的门脉冲信号，输入到自动电路断开装置中，用于控制电力变流器的输出电压；其特征在于，

所述电压目标值 e 取值范围为 $(-1 \leq e \leq +1)$ ，一电平设定值 Ea 取值范围为 $(0 < Ea < 1)$ ；

所述校正电路，当 $-Ea \leq e \leq +Ea$ 时，产生所述门脉冲信号，作为按实际情况校正后的门脉冲信号；及

所述校正电路，当 $e < -Ea$ 或 $+Ea < e$ 时，校正一个脉冲宽度为 (ti) 的门脉冲信号，产生一个具有校正后脉冲宽度 (ti') 的门脉冲信号，并且仅当所述校正后的脉冲宽度 (ti') 等于或大于某一设定时间 (ts) 时，作为所述校正后的门脉冲信号。

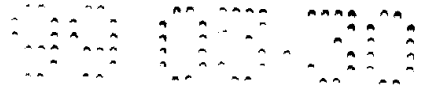
10. 根据权利要求 9 的控制系统，其中所述校正电路包括：

用于检测所述门脉冲信号的脉冲宽度 (ti) 的电路；

用于产生所述设定时间 (ts) 的电路；

用于存储误差时间 (Δti) 的存储器；

用于获得所述校正后的脉冲宽度 (ti') 的电路，它将所述门脉



冲信号的脉冲宽度(t_i)与所述误差时间(Δt_i)相加,并将结果存入所述存储器;

用于将所述校正的脉冲宽度(t_i')与所述设定时间(t_s)相比较的电路;

用于产生作为所述校正后的门脉冲信号的所述具有所述校正后的(t_i')脉冲宽度的门脉冲信号的电路,当所述校正后的脉冲宽度(t_i')等于或大于所述设定时间(t_s)时,将所述误差时间($\Delta t_i = 0$)输送到存储器内;和

用于输出校正后的脉冲宽度(t_i')到所述存储器的电路,当所述校正后的脉冲宽度(t_i')小于所述设定时间(t_s)时,将该校正后的脉冲宽度作为误差时间(Δt_i),并且不产生所述校正后的门脉冲信号;和

所述存储所述输出的误差时间(Δt_i)的存储器。

11. 根据权利要求9的控制系统,其中所述校正装置包括:

鉴别电路,用于鉴别所述电压目标值的符号;

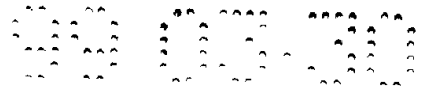
第一“非”门电路,用于根据实际情况输出所述门脉冲信号,或根据所述鉴别装置的输出变换成第一门脉冲信号;

用于检测所述第一门脉冲信号的脉冲宽度(t_i)的电路;

用于产生所述设定时间(t_s)的电路;

用于存储误差时间(Δt_i)的存储器;

用于获得所述校正后的脉冲宽度(t_i')的电路,它将所述第一



门脉冲信号的脉冲宽度(t_i)与所述误差时间(Δt_i)相加,其结果 t_i' 存入所述存储器中;

用于比较校正后的脉冲宽度(t_i')和所述设定时间(t_s)的电路;

用于产生作为第二门脉冲信号的所述门脉冲信号的装置,该信号具有校正后的脉冲宽度(t_i'),当校正后的脉冲宽度(t_i')等于或大于所述设定时间(t_s)时,输出所述误差时间($\Delta t_i=0$)到所述存储器中;

用于输出所述校正后的脉冲宽度(t_i')到所述存储器的电路,当该校正后的脉冲宽度(t_i')小于所述设定时间(t_s)时,该电路将输出的脉冲宽度 t_i' 作为所述误差时间(Δt_i),不产生所述第二门脉冲信号;以及

第二“非”门电路,用于按照实际情况输出所述第二门脉冲信号或根据所述鉴别电路的输出转换成校正后的门脉冲信号;及

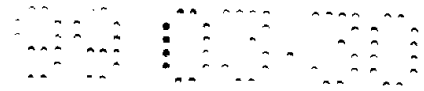
所述存储器存入所述输出的误差时间(Δt_i)。

12. 根据权利要求 11 的控制系统,其中所述电压目标值发生电路包括:

用于为所述电力变流器产生电流目标值的电路;

一个比较器,用于比较所述电力变流器的负载电流和所述电流目标值;和

用于根据所述比较器的比较结果产生所述电压目标值的电路。



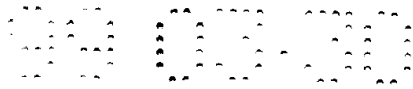
说 明 书

电力变流器控制系统

本发明涉及一种电力变流器控制系统,尤其是涉及用于脉冲宽度调制控制(PWM控制)的变流器以及PWM控制逆变器的控制系统,这种变流器可将交流功率转变为直流电功率,PWM控制逆变器将直流电功率转变为交流电功率。

图13表示现有技术的PWM控制逆变器中一相(U相)的示意图。图13(a)表示一个电力变流器的主电路图。

在图13(a)中, V_{d1}, V_{d2} 是直流电源, S_1, S_2 是自动电路断开装置, D_1, D_2 是续流(*free-wheeling*)二极管,LOAD是负载, CT_u 是电流检测器。图13(b)也表示用于该电力变流器的控制电路。这里, Cu, C_1 是比较器, $Cu(s)$ 是一个电流控制补偿电路,PWMC是脉冲宽度调制控制电路,TRG是载波发生器,SM是史密特(Schmitt)电路,以及GC是一个门电路。负载电流 I_u 由电流检测器 CT_u 检出,比较器Cu将该电流与一个电流目标值 I_{uo} 比较后获得一个偏差值 $\epsilon_u = I_{uo} - I_u$ 。这个偏差值 ϵ_u 由电流控制补偿电路 $Gu(s)$ 放大后产生一个电压目标值 $e_u = Gu(s) \cdot \epsilon_u$,并输入到所述脉冲宽度调制控制电



路 *PWMC* 中。

在脉冲宽度调制控制电路 *PWMC* 内,载波发生器 *TRG* 产生一个三角波 X ,比较器 C_1 将该三角波与输入信号 e_u 相比较,并且通过史密特电路 *SM* 产生一个控制信号 g_u ,该信号 g_u 输入到门电路 G 中,继而生成门信号 g_1 和 g_2 ,并送至自动电路断开器件 S_1 和 S_2 。有关此器件的结构将在后面加以描述。

上述实例仅是单相输出逆变器的一个例子,且以 U 相为例。在三相输出逆变器的情况下,除了 U 相外, V 相和 W 相电路也具有相类似的结构。

在下面的描述中,电压目标值 e_u 和有关的其它值 K_{MAX} , X , Ea 和 Eb 均采用规范化的取值。

图 14 是一张时间曲线图,表示图 13 中的 *PWM* 控制电路 *PWMC* 的运行情况。也就是说,

当 $e_u \geq x$, $g_u = 1$ 时, S_1 : 导通 (S_2 : 截止),

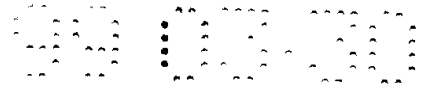
当 $e_u < x$, $g_u = 0$ 时, S_1 : 截止 (S_2 : 导通)。

此时,如果直流电源电压 V_{d1} , V_{d2} 取值为 $V_{d1} = V_{d2} = V_d/2$,则逆变器输出电压 V_u 为:

$V_u = +V_d/2$, 当 S_1 导通 (S_2 截止); 及

$V_u = -V_d/2$, 当 S_1 截止 (S_2 导通)。

逆变器输出电压 V_u 的平均值(用虚线表示) MV_u 与输入信号 e_u 成正比。因此,这个输入信号 e_u 变成该逆变器电压目标值。



当 $I_{u0} > I_u$, 差值 $\varepsilon_u = I_{u0} - I_u$ 为一个正值, 并且电压目标值 e_u 增大。因此, 逆变器输出电压 V_u 与 e_u 成正比地增高, 同时负载电流 I_u 增大。

反之, 当 $I_{u0} < I_u$, 差值 $\varepsilon_u = I_{u0} - I_u$ 变为一个负值, 此时电压目标值 e_u 减少。因此, 逆变器输出电压 V_u 下降, 同时使负载电流 I_u 减小。

从而激励控制机能, 最终使 $I_u = I_{u0}$ 。当电流目标值 I_{u0} 按正弦波形式变化时, 负载电流 I_u 也随之受到控制, 使正弦波电流能作用到负载 $LOAD$ 上。

采用这样的方式, PWM 控制逆变器可以获得正比于电压目标值 e_u 的输出电压 V_u 。因此这些逆变器作为可变电压的变频电源, 可广泛应用于交流电动机的驱动系统中。

但是, 这些已有的 PWM 控制逆变器带来了下列问题。

诸如象门电路断开式闸流管 (GTO) 等自动电路断开器件用来构成逆变器的器件。但是众所周知, 为了保护这些自动电路断开器件 (以下称“器件”), 与这些器件并联连接有阻尼电路。当该器件瞬间接通时, 为了将该阻尼电路的电容初始化 (放电), 则该器件必须保持一段固定时间的导通状态。同样, 最小的导通和截止时间都取决于该器件本身的特性, 并且为有助于满足上述时间要求, 提供一定脉冲宽度的门信号。

在图 14 中, $+K_{MAX}$ 和 $-K_{MAX}$ 均超出了电压目标值 e_u 的上限

值和下限值。而正比于这个电压目标值 e_u 的输出电压 V_u 可在 $+K_{MAX} \geq e_u \geq -K_{MAX}$ 的范围内得到。

当 $e_u = +K_{MAX}$, 门信号 $g_u = 0$ 的周期变为 Δt , 这时可满足器件 S_2 的最小导通时间(器件 S_1 的最小截止时间)。同样地, 当 $e_u = -K_{MAX}$, 门信号 $g_u = 1$ 的周期变为 Δt , 这时可满足器件 S_1 的最小导通时间(器件 S_2 的最小截止时间)。

当 $e_u > +K_{MAX}$ 或 $e_u < -K_{MAX}$, 门信号 $g_u = 0$ 或 $g_u = 1$ 的周期变得比 Δt 短时, 该器件的最小导通或截止时间不能得以满足。由此, 应加装一个限制电路或类似电路(图中未示出)来控制电压目标值 e_u 处于 $+K_{MAX} \geq e_u \geq -K_{MAX}$ 范围内。

例如, 当载波频率 f_c 取值为 $f_c = 500\text{Hz}$, 三角波 x 的周期 T 变为 2 毫秒, 并且为满足所述最小导通时间(或最小截止时间), 取 $\Delta t = 200$ 微秒, $K_{MAX} = 0.8$ 。这也就是说, 在这种情况下该逆变器的利用系数为 80%, 另外余下的 20% 是冗余的。

因此, 对利用系数下降的区域不得不采用较大的逆变器容量, 所以现有技术的 PWM 控制逆变器系统的经济性差。

本发明的目的是提供一种电力变流器系统, 在其利用系数大幅度提高的情况下可以降低直流电源电压, 从而减小该电力变流器的尺寸, 效率高, 而且节省费用。



本发明的这些和其它目的是这样实现的,提供一种用于脉冲宽度调制控制的电力变流器的控制系统,该变流器由自动电路断开器件组成。这个控制系统包括一个用于该电力变流器的电压目标值发生器,一个载波发生器和一个校正电路,用于校正电压目标值和载波频率中的至少一个,并产生校正后的电压目标值和校正后的载波。该控制系统还包括一个门脉站信号发生器,用于接收第一和第二信号,并且将第一和第二信号相比较后向该自动电路断开器件输送门脉冲信号,从而根据比较结果控制该电力变流器。电压目标值取为 e ($-1 \leq e \leq +1$),而电平设定值取为 Ea ($0 < Ea < 1$)。当 $-Ea \leq e \leq +Ea$ 时,该门脉冲信号发生器接收电压目标值和载波,并作为第一和第二信号。当 $e < -Ea$ 或 $+Ea < e$ 时,该门脉冲信号发生器接收电压目标值和校正后的电压目标值之一,并作为第一信号,并且接收载波和校正后的载波中之一作为第二信号。

根据本发明的一个实例,提供用于脉冲宽度调制控制的电力变流器的控制系统,该变流器由自动电路断开器件构成,该控制系统包括一个用于电力变流器的电压目标值发生器,一个载波发生器和一个校正载波频率以产生校正后的载波的电路。该控制系统还包括一个门脉冲信号发生器,用于接收第一和第二信号及将第一和第二信号加以比较后产生门脉冲信号,并输送到自动电路断开器件,根据比

较结果控制该电力变流器。所述电压目标值取为 $e(-1 \leq e \leq +1)$ ，电平设定值取为 $Ea(0 < Ea < 1)$ 。当 $-Ea \leq e \leq +Ea$ 时，该门脉冲信号发生器接收电压目标值和载波，并作为第一和第二信号。当 $e < -Ea$ 或 $+Ea < e$ 时，该门脉冲信号发生器接收电压目标值作为第一信号，接收校正后的载波作为第二信号。

根据本发明的另一个实例，提供一个控制系统，用于受脉冲宽度调制控制的电力变流器，该变流器由自动电路断开器件构成。该控制系统包括一个电压目标值发生器，用于电力变流器，一个载波发生器和一个校正电压目标值的电路，用来产生校正后的电压目标值，该控制系统还包括一个门脉冲信号发生器，用于接收第一和第二信号以及将第一和第二信号加以比较后产生门脉冲信号，并输送到自动电路断开器件，从而根据比较结果控制该电力变流器。所述电压目标值取为 $e(-1 \leq e \leq +1)$ ，电平设定值取为 $Ea(0 < Ea < 1)$ 。当 $-Ea \leq e \leq +Ea$ 时，该门脉冲信号发生器接收电压目标值和载波，并作为第一和第二信号。当 $e < -Ea$ 或 $+Ea < e$ 时，该门脉冲信号发生器接收校正后的电压目标值作为第一信号，接收载波作为第二信号。

本发明的这些和其他目的可如下实现，提供一种控制系统，用于受脉冲宽度调制控制的电力变流器，这个变流器由自动电路断开器件构成。该控制系统包括一个电力变流器的电压目标值发生器，一个载波发生器和一个门脉冲信号发生器，用于接收电压目标值和载

波以及比较收到的电压目标值和载波,并且根据比较结果产生门脉冲信号。该控制系统还包括一个所连接的校正电路,接收电压目标值和门脉冲信号,用于产生校正后的门脉冲信号,输送到自动电路断开器件,使电力变流器得到控制。电压目标值取为 e ($-1 \leq e \leq +1$), 电平设定值取为 Ea ($0 < Ea < 1$)。当 $-Ea \leq e \leq +Ea$ 时,该校正电路产生的门脉冲信号作为校正后的门脉冲信号,当 $e < -Ea$ 或 $+Ea < e$ 时,校正电路对该门脉冲信号的脉冲宽度 (ti) 加以校正,只有当校正的脉冲宽度 (ti') 等于或大于一个设定时间 (ts) 时,该电路产生具有校正的脉冲宽度 (ti') 的门脉冲信号,并作为校正后的门脉冲信号。

下面介绍本发明的工作过程。通常,由该电路馈给的电压目标值 e ($-1 \leq e \leq +1$) 控制该电力变流器的输出电流。

若将 PWM 控制的最大调制系数取为 K_{MAX} ($0 < K_{MAX} < 1$), 则当 $-K_{MAX} \leq e \leq +K_{MAX}$ 时,该电力变流器的输出电压是由标准化的脉冲宽度调制控制所控制的。

同样地,当 $e < -K_{MAX}$ 或 $+K_{MAX} < e$ 时,该电力变流器的输出电压是由调整了的脉冲宽度的脉冲间隔控制的,该脉冲宽度具有固定的宽度 Δt ,它满足该器件的最小导通时间(或最小截止时间)的要求。

下述工作过程采用本发明也可获得。即当正常 PWM 控制的载波频率取为 F_{co} 时,该 PWM 控制电路的载波频率是如下变化的,当 $e < -K_{MAX}$ 或 $+K_{MAX} < e$ 时, $f_c = f_{co}(1 - |e|)/(1 - K_{MAX})$ 。如果比

较这个新载波(三角波)和电压目标值 e 后产生一个门信号, 则可以获得具有几乎为固定宽度 Δt 的脉冲。可是, 即使当电压目标值 e 位于 $e < -K_{MAX}$ 或 $+K_{MAX} < e$ 的区域时, 由于电压目标值 e 的绝对值 $|e|$ 接近 1 时频率 f_c 下降, 仍可获得一个正比于电压目标值 e 的电压, 此电压作为该电力变流器的输出电压。

采用这种方式, 当采用本发明的电力变流器控制系统时, 即使当电压目标值 e 处于 $e < -K_{MAX}$ 或 $+K_{MAX} < e$ 的区域, 也可得到一个正比于电压目标值 e 的电压, 该电压即电力变流器的输出电压。而且可得到一个具有固定宽度 Δt 的脉冲, 它满足该器件的最小导通时间(或最小截止时间)的要求。因此可将电力变流器的利用系数提高到 100%, 解决了现有技术存在的问题。

这也就是说, 即使在电压目标值 e_u 的绝对值大于该 PWM 控制的最大调制系数 K_{MAX} 的范围内, 也能连续得到正比于电压目标值 e_u 的输出电压 V_u 。此外, 还能满足构成该变流器的器件的最小导通时间或最小截止时间的要求。结果, 在 PWM 控制电力变流器的情况下, 可以极大地增加变流器的利用系数。还可以降低直流电源的电压 V_d 。因此, 本发明装置的优越性是尺寸减小, 效率高和节省费用。

采用本发明, 还可以得到下述工作性能。即当正常的电压目标值 e_u 是在 $e_u < -Ea$ 或 $e_u > Ea$ 范围内时, 该变流器可以输出正比于电压目标值 e_u 平均值的电压 V_u , 同时选择产生一个满足该器件最小

导通时间(或最小截止时间) Δt 要求的脉冲,或者不产生该脉冲,结果,可以将变流器的利用系数提高到 100%。

本发明还可实现下述工作过程。即当电压目标值 e 为 $-K_{MAX} \leq e \leq +K_{MAX}$, 则电力变流器的输出电压是由常规的脉冲宽度调制控制所控制的。而当 $e < -K_{MAX}$ 或 $+K_{MAX} < e$ 时, 通过在控制脉冲 P_i 的宽度 t_i 上增加一个误差时间 Δt_i , 得到具有宽度 $\Delta t_i' = \Delta t_i + t_i$ 的一个新的控制脉冲。将这个脉冲宽度 t_i' 与某一设定时间 t_s 相比较, 当 $t_i' \geq t_s$, 则该输出脉冲被送出, 同时, $\Delta t_i = 0$ 被存入存储器内。当 $t_i' < t_s$, 则存储器内存入 $\Delta t = t_i'$, 且没有输出脉冲送出。这样, 误差时间 Δt_i 得到控制, 并影响到下一个控制脉冲。其结果是能得到一个正比于该电压目标值 e 的输出脉冲, 并且可以满足该器件的最小截止时间(或最小导通时间)的要求。因此可以增加变流器的利用系数到 100%, 从而解决了现有技术的问题。

下面结合有关附图和详细的说明有助于更完全和更好地理解本发明及其优越性, 其中:

图 1 是本发明电力变流器控制系统的一个实施例的控制电路和主电路图;

图 2 是说明图 1 中控制系统工作情况的特性曲线图;

图 3 是说明图 1 中的系统工作的时间曲线图;

图 4 是图 1 系统的门电路 GC 的方框图;

图 5 是说明图 4 中门电路 GC 工作情况的时间曲线图;

图 6 是本发明电力变流器控制系统的又一实施例的控制电路和主电路图；

图 7 是说明图 6 中的系统的控制工作的特性曲线图；

图 8 是说明图 6 中控制工作的时间曲线图；

图 9 是本发明的电力变流器控制系统的另一实施例的控制方框图；

图 10 是说明图 9 工作过程的流程图；

图 11 表示电压目标值为正时图 9 中 PWM 控制操作的图；

图 12 表示电压目标值为负时图 9 中 PWM 控制操作的图；

图 13 是现有技术的电力变流器控制系统的主电路和控制电路示意图；及

图 14 是图 13 中现有技术的控制系统的时间曲线图。

现在参照附图说明本发明的各实施例，在所有附图中相同的符号代表同样的或相应的部件。

图 1 表示本发明电力变流器控制系统的的一个实施例，图 1(a) 是主电路的示意图，图 1(b) 是控制电路的方框图。

在图 1(a) 中， V_{d1} 、 V_{d2} 是直流电源， S_1 、 S_2 是自动电路断开器件， D_1 、 D_2 是稳流二极管，LOAD 为负载， CT_u 是检流器。这个主电路的结构是与图 13(a) 相同的。如图 1(b) 所示，控制电路包括比较器 C_u ，电流控制补偿电路 $G_u(s)$ ，函数发生器 FX，电压/频率变换器 V/f ，三角波发生器 TRG 和脉冲宽度调制控制电路 (PWM 控制电路)

PWMCA。其中 *PWM* 控制电路 *PWMCA* 是由比较器 C_1 ，史密特电路 *SM* 和门电路 *GC* 构成的。

该附图只画出了一相的内容(这里是 *U* 相)。在三相负载的情况下,其他两相(*V* 和 *W* 相)的部分采用同样方式构成。

检流器 CT_u 检测出 *U* 相负载电流 I_u 后,送至电流控制电路的比较器 C_u 中。比较器 C_u 将电流检测值 I_u 与电流目标值 I_{u0} 相比较,产生偏差值 $\varepsilon_u = I_{u0} - I_u$ 。这个差值 ε_u 由后面的控制补偿电路 $G_u(s)$ 放大,得到电压目标值 e_u 。

这个电压目标值 e_u 输送到 *PWM* 控制电路 *PWMCA*, 同时,该值也输入到函数发生器 *FX* 中。

图 2 表示函数发生器 *FX* 的输入/输出特性的实例。也就是说,当输入信号 e_u 的绝对值位于或低于一个确定的电平设定值 Ea ($0 \leq Ea \leq 1$) 时,输出信号取为 $e_o = E_o = \text{常数}$ 。当输入信号 e_u 的绝对值大于 E_o 时,该输出信号取为 $e_o = E_o(1 - |e_u|)/(1 - Ea)$ 。

函数发生器 *FX* 的输出信号 e_o 输送到下一个电压/频率变换器 *V/f*, 并且通过电压/频率变换器转变成一个正比于 e_o 的频率 f_{CL} 的时钟信号。这个时钟信号送至下一个三角波发生器 *TRG*, 并确定出 *PWM* 控制的载波频率 f_c 。

当电压目标值 e_u 的绝对值 $|e_u| \leq Ea$ 时,三角波 x 的频率 f_c 变为常数 $f_c = f_{c0}$, 而当 $|e_u| > Ea$ 时, $f_c = f_{c0}(1 - |e_u|)/(1 - Ea)$ 。

如果 *PWM* 控制的最大调制系数取为 K_{MAX} , 设定 $Ea = K_{MAX}$,

则当 $|e_u| > K_{MAX}$ 时, 三角波 x 的频率 f_c 变为常数 ($f_c = f_{c0}$), 当 $|e_u| > K_{MAX}$ 时, $f_c = f_{c0}(1 - |e_u|)/(1 - K_{MAX})$ 。

图 3 表示图 1 的系统的 PWM 控制操作的一个实例。图中, e_u 是电压目标值, x 是载波(三角波)信号, 由虚线表示的 $+K_{MAX}$ 和 $-K_{MAX}$ 是常规使用的 PWM 控制的最大调制系数, g_u 是信号, V_u 是逆变器输出电压。

当设定 $Ea = K_{MAX}$ 时的工作情况如下, 如果 $-K_{MAX} \leq e_u \leq +K_{MAX}$, PWM 控制载波的频率变为常数 ($f_c = f_{c0}$), 并且正常的脉冲宽度调制控制被激活。在 PWM 控制中, 将电压目标值 e_u 和三角波 x 相比较, 生成器件 S_1 和 S_2 的门信号 g_u , 这就是说,

当 $e_u \geq x$, $g_u = 1$, S_1 导通 (S_2 截止); 并且

当 $e_u < x$, $g_u = 0$, S_1 截止 (S_2 导通)。

若直流电源电压 V_{d1}, V_{d2} 取值为 $V_{d1} = V_{d2} = V_d/2$, 该逆变器的输出电压 V_u 为:

当 S_1 导通 (S_2 截止) 时, $V_u = +V_d/2$;

当 S_2 导通 (S_1 截止) 时, $V_u = -V_d/2$ 。

逆变器输出电压 V_u 的平均值 MV_u 为一个正比于电压目标值 e_u 的值。在这种情况下, 门信号 g_u 的“1”和“0”周期总是大于构成该逆变器的器件 S_1 和 S_2 的最小导通时间(或最小截止时间) Δt , 因此不会带来任何不利影响。

当 $e_u > K_{MAX}$ 的工作情况可参看图 3 描述, 在 $e_u > +K_{MAX}$ 的区

域内, PWM 控制载波频率 f_c 由下式得到 $f_c = f_{co}(1 - |e_u|) / (1 - K_{MAX})$ 。如果门信号 g_u 是通过比较这个载波(三角波)信号 X 和电压目标值 e_u 而产生的,

当 $e_u \geq x, g_u = 1$ 则 S_1 导通(S_2 截止); 及

当 $e_u < x, g_u = 0, S_2$ 导通(S_1 截止)。

因此, 逆变器输出电压 V_u 的平均值 MV_u 变成一个正比于电压目标值 e_u 的值, 这与普通 PWM 控制的方式一样, 如果选择三角波 X 的周期为 $T_c = 1/f_c$, 门信号 $g_u = 0$ 的周期为 Δt , 则该逆变器输出电压 V_u 的平均值 MV_u 为:

$$MV_u = (V_d/2)(T_c - 2\Delta t)/T_c。$$

由于它是与电压目标值 e_u 成正比的, 则关系式为

$$e_u = (T_c - 2\Delta t)/T_c。$$

因此可以推出:

$$\begin{aligned} \Delta t &= T_c(1 - e_u)/2 \\ &= (1 - e_u)/(2 \cdot f_c) \\ &= (1 - e_u)(1 - K_{MAX})/[2 \cdot f_{co}(1 - e_u)] \\ &= (1 - K_{MAX})/(2 \cdot f_{co}) \end{aligned}$$

可见周期 Δt 为一常数值, 而与电压目标值 e_u 的大小无关。

这样甚至在 $e_u > +K_{MAX}$ 区域内, 所获得的逆变器输出电压 V_u 的平均值 MV_u 为一个正比于电压目标值 e_u 的电压。同时可以满足构成逆变器的器件 S_1 和 S_2 的最小导通时间(最小截止时间) Δt 的

要求。

同样,当 $e_u < +K_{MAX}$, 逆变器输出电压 V_u 的平均值 MV_u 变为一个正比于电压目标值 e_u 的值。门信号 $g_u=1$ 的周期 Δt 变为常数, 构成逆变器的装置 S_1 和 S_2 的最小导通时间(最小截止时间)也能得到满足。

在实际的系统中,当载波频率 f_c 随电压目标值 e_u 变化时,会产生一个操作差错,有时会影响三角波 X 的精确性。因此当 $e_u > +K_{MAX}$ 时,应变为 $g_u=0$ 的门信号 g_u (或当 $e_u < -K_{MAX}$, 应变为 $g_u=1$ 的门信号 g_u 的周期)的周期并不精确地等于 Δt , 在这种情况下,允许将逆变器输出电压 V_u 相对于电压目标值 e_u 控制,并具有一定程度的误差。但如果器件 S_1 和 S_2 的最小导通时间(或最小截止时间) Δt 得不到满足,将会导致器件 S_1 和 S_2 损坏。因此应将门信号 g_u 由门电路 GC 加以处理,使 S_1 和 S_2 的最小导通时间(最小截止时间)在无论何种情况下均得到满足。

图 4 表示图 1 的系统的门电路 GC, 在图中, IN 是一个“非”门电路, $MMA1$ 至 $MMA3$ 和 $MMB1$ 至 $MMB3$ 均是单稳态多谐电路, $AND1$ 和 $AND2$ 是“与”门电路, $OR1$ 和 $OR2$ 则是“或”门电路。

图 5 表示图 4 电路工作的时间曲线图。

在图 5 中,

g_u 是一个门信号;

I_{gu} 是通过“非”门电路 IN 得到的门信号 g_u 的反演信号;

m_{1a} 是单稳态多谐电路 MMA1 的输出信号,它在门信号 g_u 衰减时工作;

m_{2a} 是单稳态多谐电路 MMA2 的输出信号,它在门信号 g_u 衰减时工作;

m_{3a} 是单稳态多谐电路 MMA3 的输出信号,它在输出信号 m_{2a} 衰减时工作;

m_{1b} 是单稳态多谐电路 MMB1 的输出信号,它在反演信号 I_{2u} 衰减时工作;

m_{2b} 是单稳态多谐电路 MMB2 的输出信号,它在反演信号 I_{2u} 衰减时工作;

m_{3b} 是单稳态多谐电路 MMB3 的输出信号,它在输出信号 m_{2b} 衰减时工作;以及

g_1 和 g_2 是器件 S_1 和 S_2 的门信号。

单稳态多谐电路 MMA2 和 MMB3 提供一个延迟时间 t_D , 用于防止逆变器器件 S_1 和 S_2 同时导通。单稳态多谐电路 MMA1 和 MMB1 为这些器件提供最小截止时间 t_{OFF} , 而单稳态多谐电路 MMA3 和 MMB3 为这些器件提供最小导通时间 t_{ON} , 并且它们具有关系如下:

$$t_{ON} = t_{OFF} - 2 \cdot t_D$$

随着图 4 电路的逻辑工作产生和激励了门信号 g_1 和 g_2 , 这里, I_{m2a} 作为信号 m_{2a} 的反演值, I_{m2b} 作为信号 m_{2b} 的反演值。

$$g_1 = g_u \times m_{1a} \times I_{m2b} + m_{3b}$$

$$g_2 = I g_u \times m_{1b} \times I_{m2a} + m_{3a}$$

当门信号 g_1 为“1”，器件 S_1 导通，当 g_1 为“0”， S_1 截止。同样地，当门信号 g_2 为“1”，器件 S_2 导通，当 g_2 为“0”，器件 S_2 截止。当器件 S_1 和 S_2 在导通和截止之间转换时，具有一个延迟时间 t_D ，从而防止器件 S_1 和 S_2 同时导通。

当信号 g_u 从“1”变换到“0”时，单稳态多谐电路 $MMA1$ 和 $MMA2$ 工作。但当信号 m_{1b} 为 0 时，它提供一个闭锁，使上述两电路不工作。类似地，当反演信号 $I g_u$ 从“1”变到“0”时，单稳态多谐电路 $MMB1$ 和 $MMB2$ 工作。但当信号 m_{1a} 为 0 时，它提供一个闭锁，使这两电路不再工作。

首先我们介绍 $g_u = 0$ 的周期 Δt_1 比最小截止时间 t_{OFF} 短的情况。单稳态多谐电路 $MMA1$ 和 $MMA2$ 在信号 g_u 衰减时工作。仅在时间 t_{OFF} 期间，信号 m_{1a} 变为“0”，仅在时间 t_D 期间，信号 m_{2a} 变为“1”。单稳态多谐电路 $MMA3$ 在信号 m_{2a} 衰减时工作，只有在 t_{ON} 时间段内，信号 m_{3a} 变为“1”，在信号 g_u 衰减后，反演信号 $I g_u$ 在 Δt_1 时间段上衰减。可是由于信号 m_{1a} 已变为“0”， $MMB1$ ， $MMB2$ 和 $MMB3$ 将不工作，器件 S_1 的门信号 g_1 是通过上述逻辑操作而得到的，并且仅在 t_{OFF} 时间段内从门信号 g_u 的衰减点起变为“0”，并且可以满足器件 S_1 的最小截止时间的要求。器件 S_2 的门信号 g_2 仅在 t_D 时间段内从信号 g_u 的衰减点处滞后地变为“1”，并且器件 S_2 仅在

t_{ON} 时间段内变为导通。因此,这可满足器件 S_2 的最小于导通时间的要求。

接着我们介绍信号 $g_u=1$ 的周期 Δt_2 比最小截止时间 t_{OFF} 短的情况。单稳态多谐电路 $MMB1$ 和 $MMB2$ 当反演信号 I_{gu} 衰减时工作。仅在 t_{OFF} 时间段内信号 m_{1b} 变为“0”,仅在 t_D 时间段内信号 m_{2b} 变为“1”。单稳态多谐电路 $MMB3$ 在信号 m_{2b} 衰减时工作。因此信号 m_{3b} 仅在 t_{ON} 时间段内变为“1”。信号 g_u 当反演信号 I_{gu} 衰减后在时间 Δt_2 衰减。可是由于信号 m_{1b} 已变为“0”, $MMA1$, $MMA2$ 和 $MMA3$ 将不工作。结果,器件 S_2 的门信号 g_2 仅在 t_{OFF} 时间段内从反演信号 I_{gu} 的衰减点起变为“0”,同时可满足器件 S_2 的最小截止时间。器件 S_1 的门信号 g_1 仅在 t_D 时间段内从反演信号 I_{gu} 的衰减点起滞后地变为“1”,并且器件 S_1 只在 t_{ON} 时间段内才导通,从而满足器件 S_1 的最小导通时间的要求。

在这个门电路中,当门信号 g_u 变为“1”或“0”的周期比最小截止时间 t_{OFF} 长时,门信号 g_1 和 g_2 的根据实际情况输出,这时只考虑延迟时间 t_D 。这也就是说,在图 5 的 P 点处,信号 g_u 衰减,同时单稳态多谐电路 $MMA1$ 至 $MMA3$ 工作。但由于 P 点后 $g_u=0$ 的周期比 t_{OFF} 长,门信号 g_1 同 g_u 一样,门信号 g_2 由单稳态电路 $MMA2$ 的信号 m_{2a} 作用,经死点时间 t_D 延迟后,变为 $g_2=1$ 。

以这种方式,即使由于在 PWM 控制中的操作差错使门信号的脉冲宽度小于该器件的最小导通时间或最小截止时间,人们可以用

门电路 GC 进行调节,可使该器件免遭损坏。在这种情况下,允许在电压目标值 e_u 和逆变器输出电压 V_u 的平均值之间存在的正比例关系中包含微小的误差,这在实践上不会产生任何问题。

当在上述实施例中采用电力变流器控制系统时,正比于电压目标值 e_u 的逆变器输出电压 V_u 是连续的,即使在电压目标值 e_u 的绝对值大于 PWM 控制的最大调制系数 K_{MAX} 的区域内也是如此,并且可以满足构成变流器的器件的最小导通时间或最小截止时间的要求。于是,当电力变流器如逆变器或变流器的 PWM 控制工作时,该变流器的利用系数可大大提高,因此有可能降低直流电源的电压 V_d ,从而减小了变流器的尺寸,并且提高了效率和节省了费用。

图 6 表示本发明的电力变流器控制系统的另一实施例,图 6(a) 是主电路示意图,图 6(b) 是它的控制电路的方框图。

在图 6(a) 中, V_{d1}, V_{d2} 是直流电源, S_1, S_2 是自动电路断开器件, $D1, D2$ 是稳流二极管, $LOAD$ 是负载, CT_u 是检流器,这个主电路的结构与图 1(a) 中的电路相同,但是图 6(b) 中控制电路的结构是有差别的。图 6(b) 中的控制电路包括比较器 C_u , 电流控制补偿电路 $G_u(s)$, 一个加法器 $A1$, 一个减法器 $A2$, 抽样保持电路 $SH1, SH2$, 信号校正电路 SX , 脉冲宽度调制控制电路 (PWM 控制电路) $PWMC$ 和门电路 GC , 该图中只示出一相 (U 相) 的情况,在三相负载的情况下,其余两相 (V 和 W 相) 的部分以同样方式构成。

U 相负载电流 I_u 由电流检测器 CT_u 检出,并输送到电流控制

电路的比较器 C_u 中,比较器 C_u 比较电流目标值 I_{u0} 和电流检测值 I_u ,产生偏差值 $\varepsilon_u = I_{u0} - I_u$,这个差值由紧邻接的控制补偿电路 G_u (s)放大后产生一个标准的电压目标值 e_u ,这个标准的电压目标值 e_u 送入加法器 $A1$ 中,并加到一个误差信号 Δe 上,这个误差信号保持在第二抽样保持电路 $SH2$ 中。

第一抽样保持电路 $SH1$ 接收一个加法器 $A1$ 的输出信号 $e_1 = e_u + \Delta e$,并保持该信号值,这个信号与来自 PWM 控制电路 $PWMC$ 的 PWM 控制载波信号 X 是同步的。该抽样保持电路 $SH1$ 的输出信号 e_1 被送入紧随着的信号校正电路 SX ,并根据其大小转换成一个新的电压目标值 e_2 。

图 7 表示信号校正电路 SX 的输入/输出特性实例,其输入量是来自抽样保持电路 $SH1$ 的输出信号 e_1 ,通过比较信号 e_1 和电平设定值 Ea 和 Eb 后产生新的电压目标值 e_2 ,因此:

$$\text{当 } -Eb \geq e_1, e_2 = -1$$

$$\text{当 } -Eb < e_1 < -Ea, e_2 = -Ea$$

$$\text{当 } -Ea \leq e_1 \leq +Ea, e_2 = e_1$$

$$\text{当 } +Ea < e_1 < Eb, e_2 = +Ea$$

$$\text{当 } +Eb \leq e_1, e_2 = +1$$

这个电压目标值 e_2 输送到图 6 中的 PWM 控制电路 $PWMC$ 中,门电路 GC 接收 PWM 控制电路 $PWMC$ 的输出门信号 g_u ,并输出门信号 g_1 和 g_2 到自动电路断开装置 S_1 和 S_2 。所述 PWM 控制电

路 PWM 和门电路 GC 的电路结构各自与图 13(b)和图 4 中的相同。

信号校正电路 SX 的电平设定值 E_a 和 E_b 取决于该器件的最小导通时间 Δt , 例如, 载波信号的最大值 E_{max} 取为 $E_{max} = 1$, 并设载波频率为 f_c , 可选择

$$1 - E_a = \Delta t \cdot f_c \cdot E_{max}$$

$$1 - E_b = (1 - E_a) / 2$$

这也就是说, 电平设定值 E_a 和 E_b 这样选择, 使得当输入信号 (PWM 控制电路 PWM 的新电压目标值 e_2) $e_2 = E_a$ 时, 作用到该器件上的门信号 $g_u = 0$ 的周期变为 Δt 。当取 $\Delta t = 200$ 微秒, $f_c = 500\text{Hz}$ 时, 电平设定值 E_a 和 E_b 为 $E_a = 0.8$, $E_b = 0.9$, 在这种情况下, 电平设定值 E_a 等于 PWM 控制的最大调制系数 K_{MAX} 。

现回顾图 6, 减法器 A2 计算出信号校正电路 SX 的输入和输出信号之差, 将该差值作为误差信号 $\Delta e = e_1 - e_2$, 并输入到第二抽样保持电路 SH2 中, 第二抽样保持电路 SH2 与来自 PWM 控制电路 PWM 的 PWM 控制载波信号 X 同步, 但 SH2 电路的工作与第一抽样保持电路 SH1 的工作在定时上略有变化。

在初始电压目标值 e_u 的绝对值较小的情况下, 即当 $-E_a \leq e_1 \leq E_a$ 时, 新电压目标值 e_2 变为 $e_2 = e_1$, 这时对该电力变流器的控制方式完全与现有技术相同。误差信号 Δe 变为零, 而第二抽样保持电路 SH2 的输出也变为零。

在 PWM 控制输入信号(电压目标值) e_u 的绝对值变大的情况下, 即当 $e_u < -Ea$ 或 $e_u > Ea$ 时的工作如下, 有关的描述可参见图 8, 这种情况的实例为 $Ea = 0.8$, $Eb = 0.9$, 电压目标值 $e_u = +0.85 =$ 常数。

在图 8 中, e_u 表示初始电压目标值, X 是 PWM 控制载波信号, e_2 是新的 PWM 控制输入信号, $SP1$ 和 $SP2$ 是当 $e_u > 0$ 时的抽样保持电路 $SH1$ 和 $SH2$ 的时间信号, SP_1' 和 SP_2' 是当 $e_u < 0$ 时的电路 $SH1, SH2$ 的时间信号, g_u 是门信号, V_u 是逆变器输出电压。

由于 $e_u > 0$, 抽样保持电路 $SH1$ 和 $SH2$ 以定时信号 $SP1$ 和 $SP2$ 工作。

首先, 第一抽样保持电路 $SH1$ 与 PWM 控制载波信号(运载信号) X 同步作用, 并将初始电压目标值 e_u 和误差信号 Δe 相加, 其和保存在第二抽样保持电路 $SH2$ 中。开始, 当 $\Delta e = 0$ 时, 附加值 $e_1 = e_u + \Delta e = +0.85$, 因此, 由于 $+Ea < e_1 < Eb$, 信号校正电路 SX 的输出 e_2 变成 $e_2 = +E$, 并输送至 PWM 控制电路 $PWMC$ 中。

在 PWM 控制电路 $PWMC$ 中, 将信号 $e_2 = +Ea$ 和载波信号 X 相比较, 继而向该电力变流器输送一个门信号, 该信号具有周期为 $g_u = 0$ 的满足最小导通时间 Δt 的脉冲宽度。该电力变流器产生正比于 $+Ea = +0.8$ 的电压值, 这表示由于与 $e_1 - Ea = 0.05$ 成正比的部分的影响, 所输出的电压 V_u 较小。抽样保持电路 $SH2$ 也与载波信号 X 同步作用, 但它的工作比抽样保持电路 $SH1$ 延迟一个时间 t_d ,

因此, $\Delta e = e_1 - Ea = 0.05$ 作为误差信号。将这个误差信号 Δe 再一次加到电压目标值 $e_u = 0.85$ 上, 于是信号 $e_1 = e_u + \Delta e = 0.9$ 通过下一个第一抽样保持电路 $SH1$ 在 t_1 时间的动作被送入信号校正电路 SX 。

因此, 此时信号 e_1 变为 $+Ea \leq e_1 \leq 1$, 和 $e_2 = 1$, 二者被输入 PWM 控制电路 $PWMC$ 中, $e_2 = 1$, 将没有门信号 $g_u = 0$ 的周期, 并且电力换流器的输出电压 V_u 为最大值, 这表示与维持初始电压目标值 e_u 的情况相比, 更多的电压作为电压 V_u 输出, 该电压正比于 $1 - e_u = 0.15$ 的部分。通过预先控制正比于 $e_u - Ea = 0.05$ 的部分, 可使输出电压变小, 则通过电压中正比于 $0.15 - 0.05 = 0.1$ 的部分可使总电压 V_u 变得更高, 此时, 误差信号 Δe 变为 $\Delta e = e_1 - e_2 = -0.1$, 且被保持在抽样保持电路 $SH2$ 中。

进一步, 在 t_2 时间输入 $e_u = +0.85$ 的电压信号, 将上述误差信号 $\Delta e = -0.1$ 与 e_u 相加, 并将结果 $e_1 = e_u + \Delta e = 0.75$ 输入到信号校正电路 SX 中, 因此, 信号 e_1 变为 $e_1 < +Ea$, 电压目标值 $e_2 = e_1 = 0.75$ 作用到 PWM 控制电路 $PWMC$ 上。这表示输出的电压 V_u 按照正比于 $e_u - e_2 = 0.1$ 的部分小于原来采用初始电压目标值 $e_u = 0.85$ 时的情况, 预先控制成比例为 0.1 的部分, 可采用更高的电压作为输出电压 V_u , 这样总体上误差将为零, 此时, 误差信号 Δe 变为 $\Delta e = e_1 - e_2 = 0$, 并且此信号保存在第二抽样保持电路 $SH2$ 中, 即第二抽样保持电路 $SH2$ 保持这最后的总误差电压(累积值), 这个

误差信号 Δe 在每个PWM控制载波X周期内得到校正,因此它的绝对值绝不会大于 $(1-Eb)=0.1$ 。于是只要电压目标值 e_u 不突变,该变流器输出电压 V_u 的平均值 MV_u 变成一个正比于初始电压目标值 e_u 的值。

当初始电压目标值 e_u 已变为 $e_u < -Ea$, 抽样保持电路SH1由时间信号SP1'在时间 t_0', t_1', t_2' 处激励,而抽样保持电路SH2由时间信号SP2'在延迟 t_d 时间后激励,因此,如果门信号 $g_u=1$ 的周期满足最小导通时间(或最小截止时间) Δt ,则变流器输出电压 V_u 变为正比于电压目标值 e_u 的值。

这样,当采用图6中本发明的电力变流器控制系统的这种实施方式时,如果初始电压目标值 e_u 落在 $e_u < -Ea$ 或 $e_u > +Ea$ 区域内,当选择产生一个满足该装置最小接通时间(或最小截止时间) Δt 的脉冲,或消除该脉冲时,可以由变流器平均值产生一个正比于电压目标值 e_u 的电压 V_u ,结果,可将变流器的利用系数增大到100%。

现在说明取 $Eb=0.9$ 的情况,不过类似的结果可以在 $Ea \leq Eb \leq 1$ 的区域内得到。

与图1的实施例不同的是,图6的实施例中PWM控制电路PWMC的载波频率 f_c 为常数,可是这两个实施例也有共同点,即在初始电压目标值 e_u 的绝对值变为高于一确定水平的设定值 Ea 时,变流器的输出电压值 V_u 能在固定的脉冲宽度 Δt 下产生,并正比于

电压目标值 e_u , 因此门信号 $g_u = 0$ (或门信号 $g_u = 1$ 的周期) 的周期满足该器件的最小导通时间 (或最小截止时间), 这可通过调整脉冲的间隔或调节脉冲密度来实现。

我们继续参考附图介绍本发明的一个实施例, 图 9 表示本发明的 PWM 控制的电力变流器控制系统的一部分, 即只给出 U 相。

在图 9 中,

G_a 是一个鉴相器电路, 当电压目标值 e_u 为正时, 该电路输出一个鉴别信号 $SK (=1)$, 而当电压目标值 e_u 为负时, 输出一个鉴别信号 $SK (=0)$;

$SW1$ 和 $SW2$ 均是开关, 它们响应鉴相电路 G_a 的输出信号而动作;

CAL 是一个计算电路, 它具有一个存储器, 当控制脉冲 P_i 的脉冲宽度 t_i 小于一个设定时间 t_s 时, 该存储器存入一个误差时间 Δt_i , 这将在后面描述;

$TCONT$ 是一个脉冲电路, 它输出具有设定时间 t_s 宽度的脉冲 P_s ; 以及

$INV1$ 和 $INV2$ 是“非”门电路。

在三相负载的情况下, 其他两相 (V 和 W 相) 也是以同样方式构成的。

下面描述这种控制过程。以电压目标值 e_u 为正和鉴别信号 $SK = 1$ 为例。

在图9中,控制脉冲 $P_i(g_u)$ 是通过比较电压目标值 e_u 和来自载波发生器 TRG 的三角波 X 后得到的,此脉冲信号输入到开关 SW1 的端口 b 及“非”门电路 INV1,电压目标值 e_u 则送入鉴别电路 Ga,该“非”门电路 INV1 的一个输出信号 IP_i 输入到开关 SW1 的端子 c,鉴别电路 Ga 的输出信号 SK 则送入开关 SW1 和 SW2 中。

接着在开关中,当鉴别信号 $SK=1$ 时,端子 b 连接到端子 a 上,作用到端子 b 上的输出量 P_i 送到计算电路 CAL 和脉冲电路 TCONT 中。脉冲电路 TCONT 输出与输入脉冲 P_i 同步的脉冲 P_s 到该计算电路 CAL。计算电路 CAL 利用所收到的脉冲 P_i 和 P_s 执行逻辑运算,并输出脉冲 P_0 。该脉冲信号则输入到开关 SW2 的端子 e 和“非”门电路 INV2 中。“非”门电路 INV2 的输出脉冲 IP_0 又送至开关 SW2 的端子 f。在开关 SW2 中,当鉴别信号 $SK=1$ 时,端子 e 连接到端子 d,并且端子 d 输出门信号 g_u' 。门电路 GC 接收该门信号 g_u' ,并输出门信号 g_1 和 g_2 到自动电路断开器件 S_1 和 S_2 。

在信号 $SK=0$ 的情况下,端子 c 和 a 均连接到开关 SW1,端子 f 和 d 连接到开关 SW2,信号 IP_i 和 IP_0 用于控制目的。图 10 表示计算电路 CAL 的工作流程图,这里给出的是电压目标值 $e_u > 0$ 的情况,在该流程图中, t_i 是由开关 SW1 选择的脉冲 P_s 的宽度, t_s 是时间设定用脉冲 P_s 的宽度,计算电路 CAL 采用公知的方法测出初始输入的脉冲 P_i 和 P_s 的脉冲宽度 t_i 和 t_s 。

接着,当输入脉冲宽度 t_i 时,存贮在一个存储器(图中未示出)中

的误差时间 Δt_i 被加到 t_i , 并且结果值 $t_i' = t_i + \Delta t_i$ 被送入一个比较器中。

在比较器中, 当 $t_i' > t_s$, 脉冲宽度为 t_i' 的控制脉冲 P_0 按原样输出, 并且误差时间 $\Delta t_i = 0$ 存入该存储器中; 以及

当 $t_i' < t_s$, 仅将误差时间 $\Delta t_i = t_i'$ 存入该存储器中, 并不输出 P_0 , 也就是说实现这样的计算, 通过把误差时间 Δt_i 加到跟随的控制脉冲上, 以获得一个新的控制脉冲。

下面的附图中示出这个实施例的 PWM 控制过程的波形。

图 11 表示电压目标值 e_u 为正值, 且鉴别信号 $SK=1$ 的情况。

在该图中, t_{in} 是比较电压目标值 e_u 和三角波 x 后得到的控制脉冲 P_i 的脉冲宽度, t_s 表示设定时间($-t_{off}$; 该装置的最小截止时间), 其中 n 指输入脉冲的数字。

最初设定误差时间 Δt_i 为 $\Delta t_i = 0$ (初始值), 当脉冲宽度 t_{i1} 的第一控制脉冲 P_i 输入后, 脉冲宽度 t_{i1} 调整到新的数值 $t_{i1}' = t_{i1} + \Delta t_i$, 可是, 由于误差时间 Δt_i 为零, 则新脉冲宽度 t_i' 变为 $t_i' = t_{i1}$ 及 $t_{i1}' < t_s$ 。因此没有控制脉冲 P_0 输出。

结果, 误差时间 Δt_i 变为 $\Delta t_i = t_{i1}' (= t_{i1})$, 该值存入该存储器中。

接着, 当脉冲宽度为 t_{i2} 的第二控制脉冲 P_i 输入后, 脉冲宽度调整到 $t_{i2}' = t_{i2} + \Delta t_i$ 。结果, 脉冲宽度 t_{i2}' 变为 $t_{i2} + t_i$ 以及 $t_{i2}' = t_{i2} \geq t_s$ 。因此输出具有控制脉冲宽度 t_{i1}' 的脉冲 P_0 。误差时间 Δt_i 变为 $\Delta t_i = 0$, 并存入该存储器中。

当脉冲宽度为 t_{i3} 的第三控制脉冲 P_i 输入后, 已经与第一脉冲的情况相同的方式调整的脉冲宽度 t_{i3}' 变为 $t_{i3}' (=t_{i3}) < t_s$, 并且控制脉冲 P_0 不输出。因此误差时间 Δt_i 变为 $\Delta t_i = t_{i3}' = t_{i3}$, 将此信号存入存储器中。当脉冲宽度为 t_{i4} 的第四控制脉冲 P_i 输入后, 脉冲宽度 t_{i4} 调整为 $t_{i4}' = t_{i4} + \Delta t_i = t_{i4} + t_{i3}$ 。可是由于 $t_{i4}' < t_s$, 没有控制脉冲 P_0 输出。结果, 新的误差时间 Δt_i 变为 $\Delta t_i = t_{i4}' + t_{i3}$, 并存入存储器中。

具有 t_{i5} 脉冲宽度的第五控制脉冲 P_i 大于设定时间 t_s 。不过, 脉冲宽度 t_{i5} 可调至 $t_{i5}' = t_{i5} + \Delta t_i (=t_{i5} + t_{i4} + t_{i3})$ 。结果, $t_{i5}' \geq t_s$, 控制脉冲 P_0 被输出, 并且误差时间 Δt_i 变为 $\Delta t_i = 0$, 结果, 输入脉冲 P_0 按实际情况从端子 d 输入到门电路 GC , 作为门信号 g_u' 。

图 12 表示电压目标值 e_u 为负和鉴别信号 $SK=0$ 的情况。

输入脉冲 P_i 由“非”门电路 $INV1$ 转换, 然后作为已转换的脉冲 IP_i 输入到计算电路 CAL , 计算过程采用与图 10 的方式相同方式进行。在这种情况下, 脉冲宽度 t_i 应看作图 10 中已转换脉冲 IP_i 的脉冲宽度。计算电路 CAL 的输出脉冲 P_0 由“非”门电路 $INV2$ 转换, 生成已转换的脉冲 IP_0 , 该脉冲由端子 d 作为门信号 g_u' 输入到门电路 GC 。

如上所述, 调整后的控制脉冲 P_i 的脉冲宽度 t_i' 与该设定时间相比较, 当 $t_i' \geq t_s$, 则按照实际情况输出一个宽度为 t_i' 的控制脉冲 P_0 , 当 $t_i' < t_s$, 控制脉冲 P_0 则不会输出, 但误差时间 $\Delta t_i = t_i'$ 被存入存储器中, 由于该误差时间 Δt_i 对后续控制脉冲的影响, 可得到一个

正比于电压目标值 e_u 的输出电压。因此,可提高这种电力变流器的利用系数。

上述说明只针对电力变流器的 U 相。可是,将其用于 V 相和 W 相可得到同样的效果。不言而喻,本发明同样适用于三相三线负载的情况。

上述各实施例只涉及将直流电功率转换为交流电功率的逆变器,无需声明,本发明也可以同样方式应用于将交流电功率变换为直流电功率的变流器。

采用本发明的电力变流器控制系统,可以连续获得正比于电压目标值的输出电压,即使该电压目标值的绝对值位于超出 PWM 控制的_{最大调制系数的区域内,也能满足上述要求。并且可以满足构成该电力变流器的器件的最小导通时间或最小截止时间的要求。}

采用本发明的电力变流器控制系统,通过在控制脉冲的脉冲宽度上添加误差时间,可连续获得正比于电压目标值的电力变流器的输出电压;可选择出新的控制脉冲宽度;比较这个新脉冲宽度和设定时间,并响应这一比较结果产生一个输出控制脉冲,即使当电压目标值的绝对值是处于超出 PWM 控制的_{最大调制系数的范围内时也不例外。同样地,可以满足构成该电力变流器的器件的最小导通时间或最小截止时间的要求。}

结果,在对电力变流器如逆变器或变流器等的 PWM 控制的情况下,可以极大地提高这些变流器的利用率,因此可以相应降低直

流电源的电压,从而减小该电力变流器的尺寸,提高了效率,并且节省了费用。

显然,在上述教导的启发下,可以推出本发明的许多改进和变化方案,它们均包括在从属权利要求的范围内,另外本发明也可用这里的说明中未描述的方式加以实现。

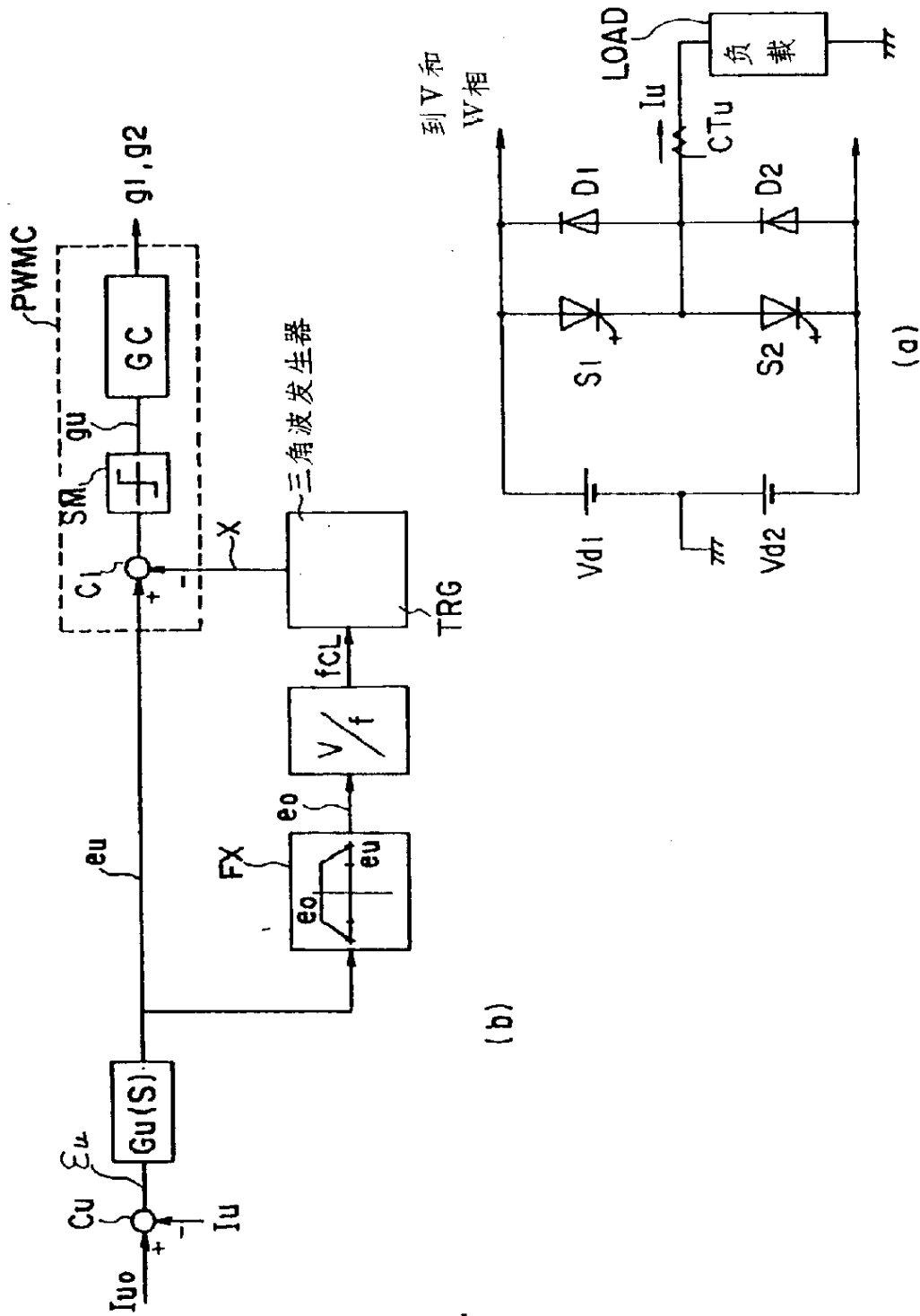
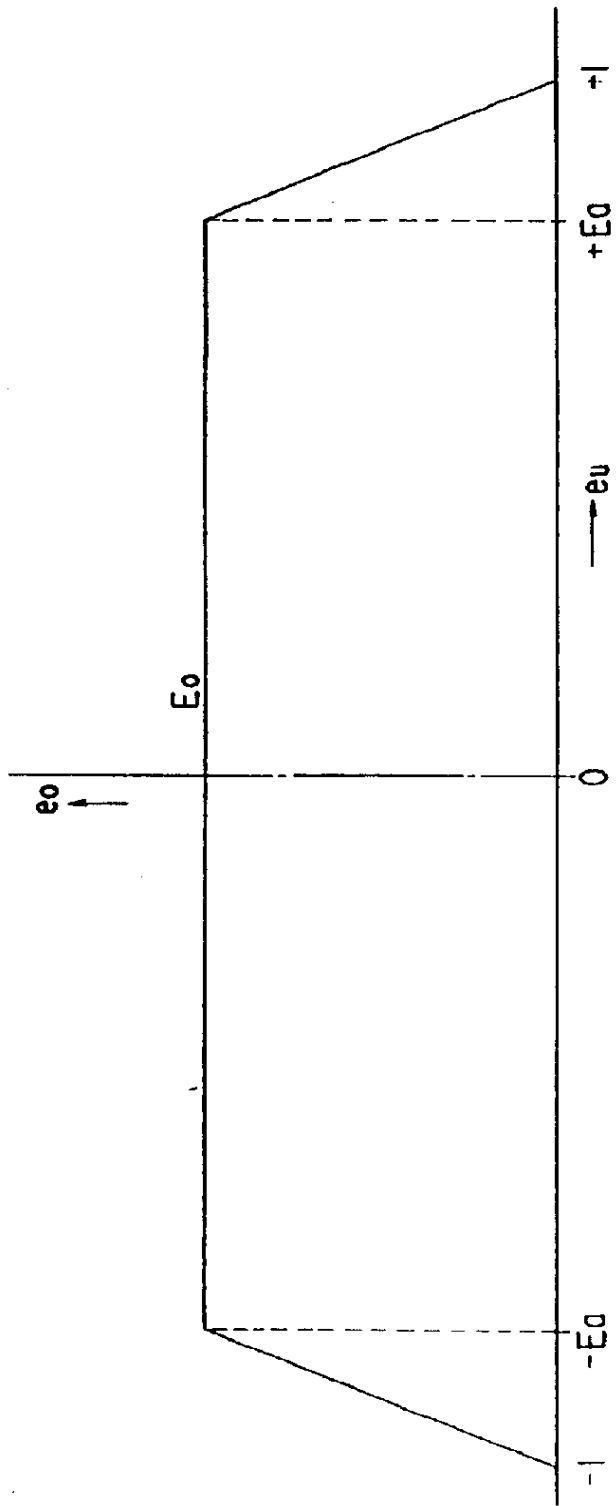


图 1



图乙

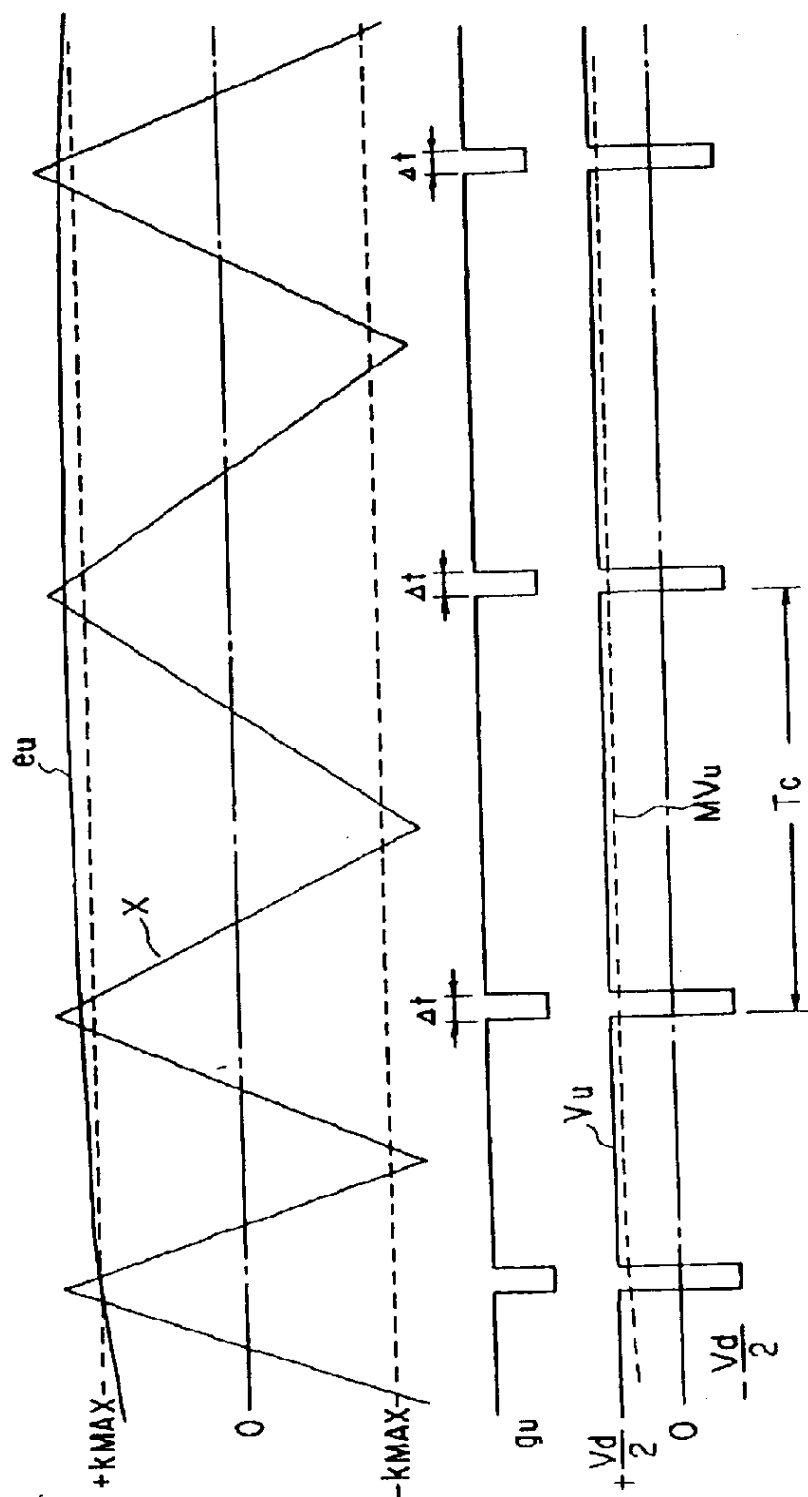


图3

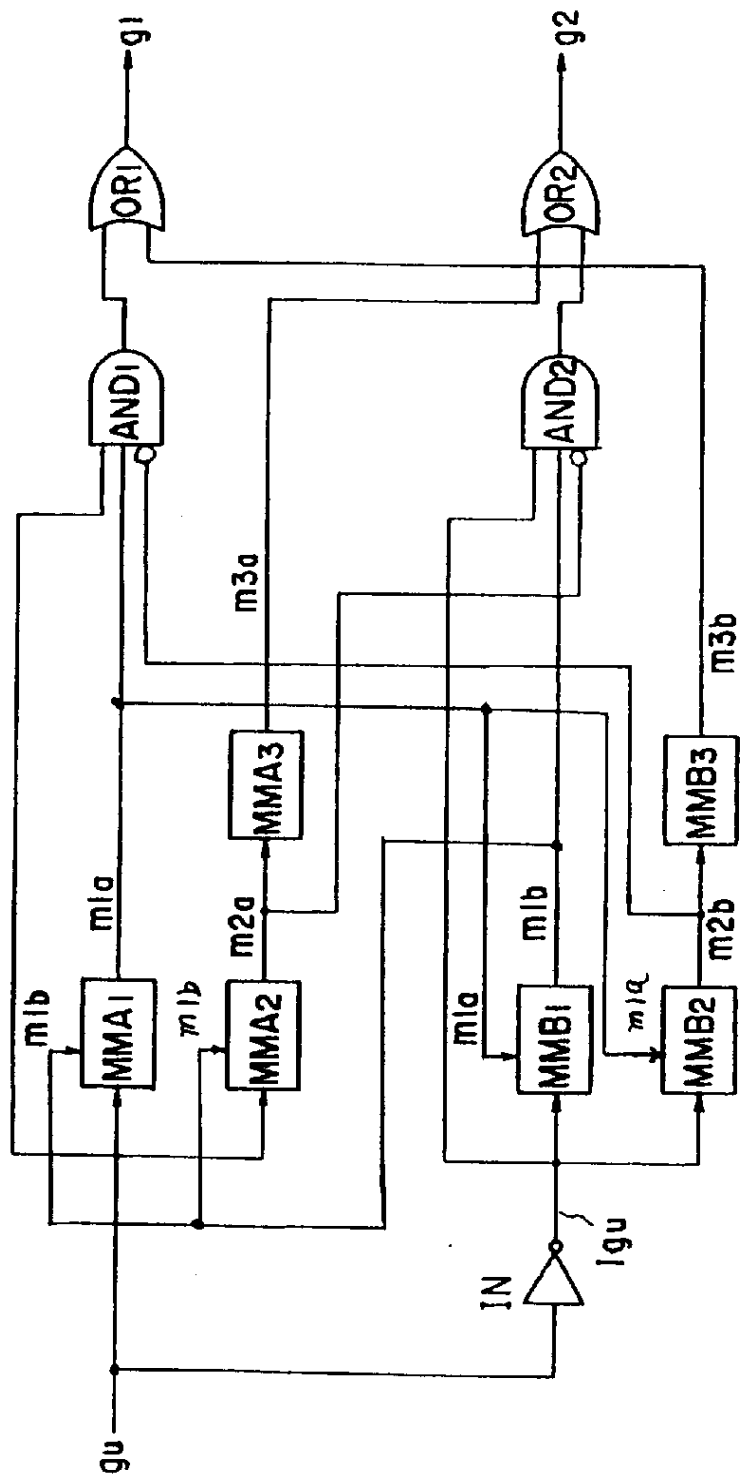
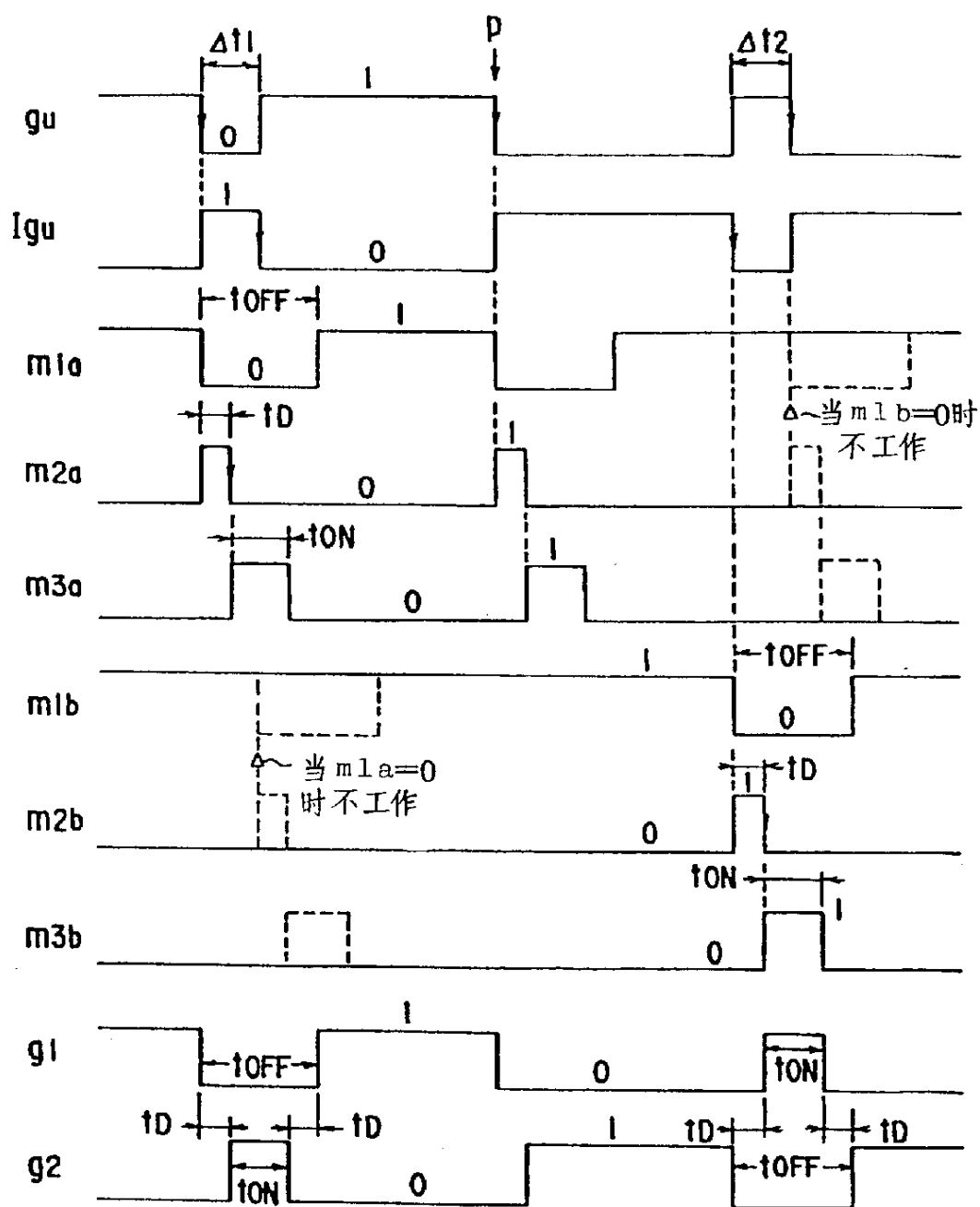


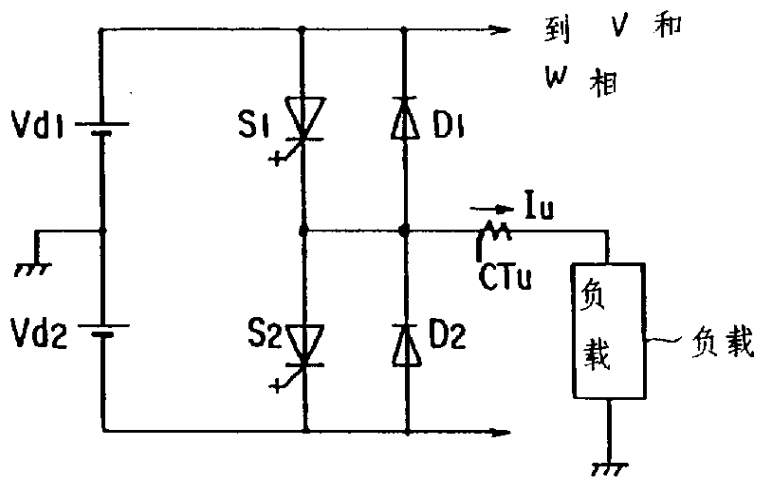
图4



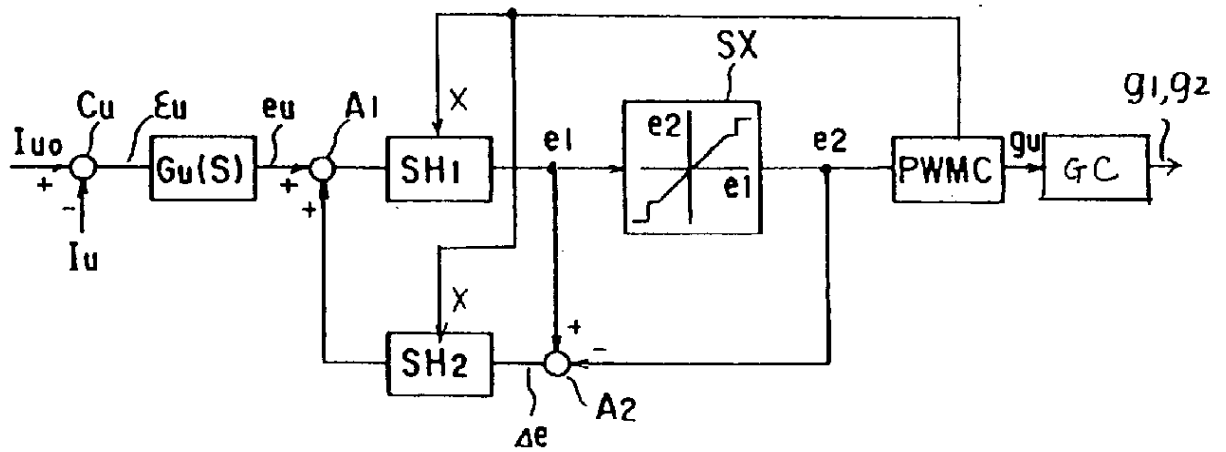
$$g1 = gu \times m1a \times m2b + m3b$$

$$g2 = Igu \times m1b \times m2a + m3a$$

图5



(a)



(b)

图6

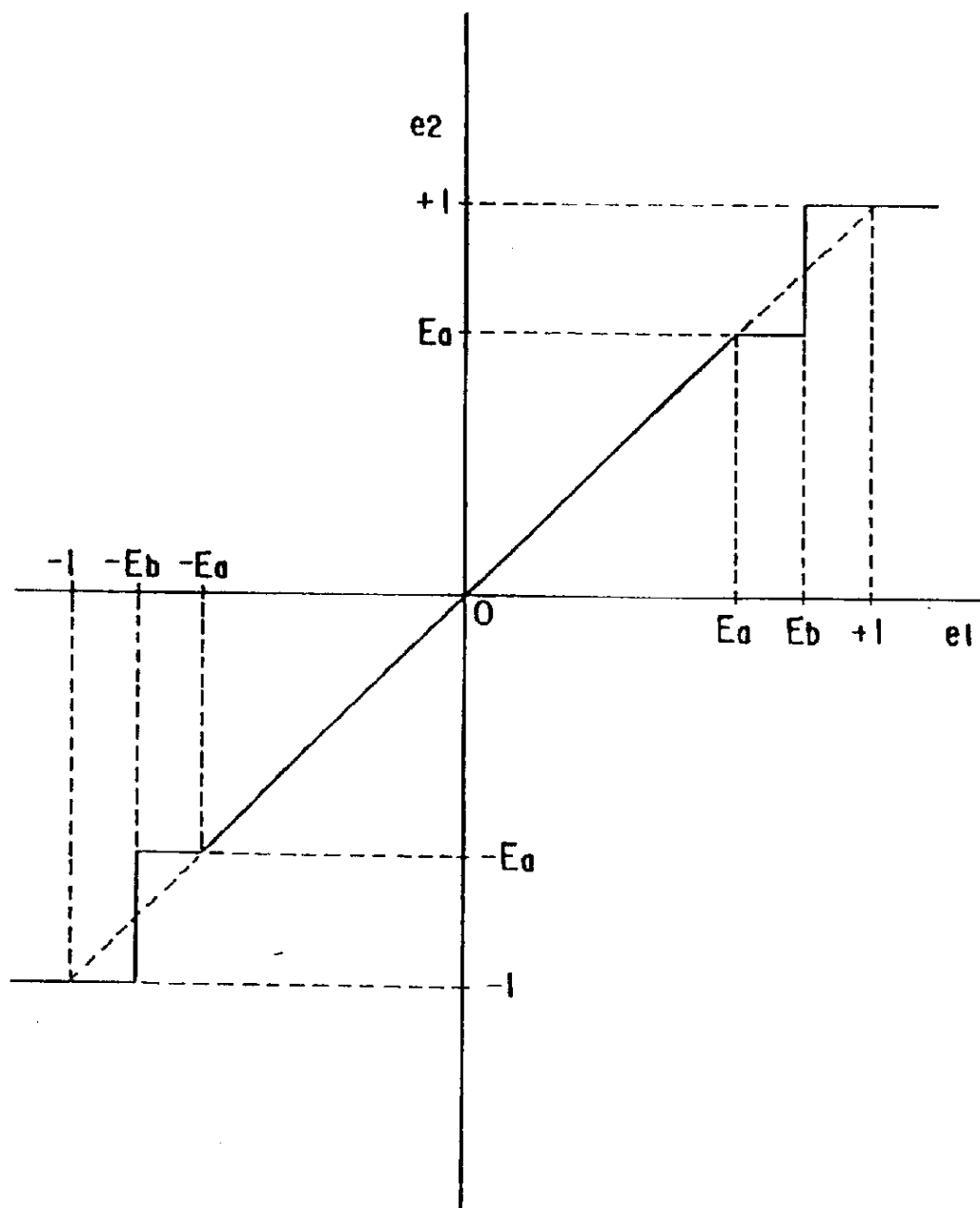


图7

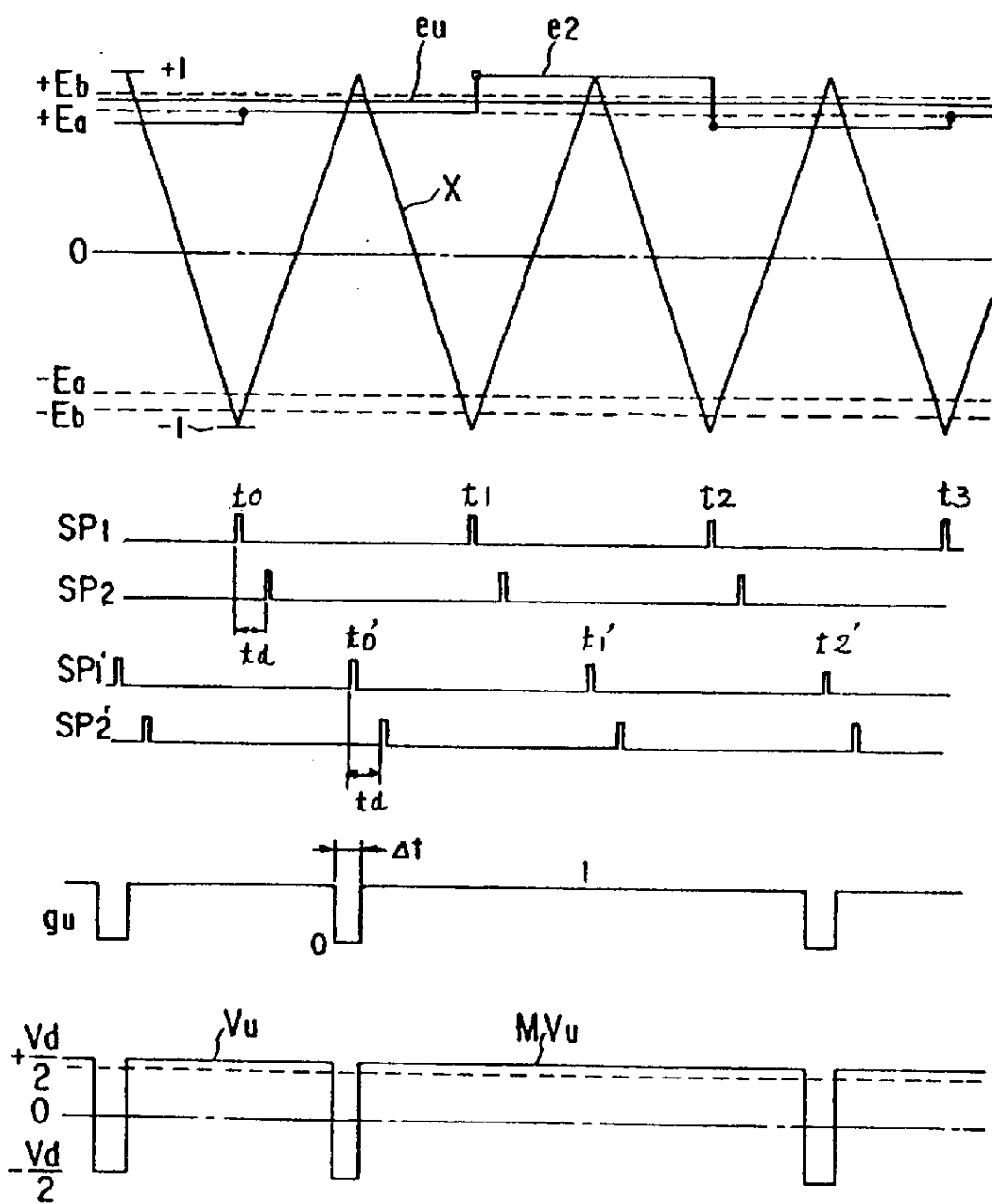


图 8

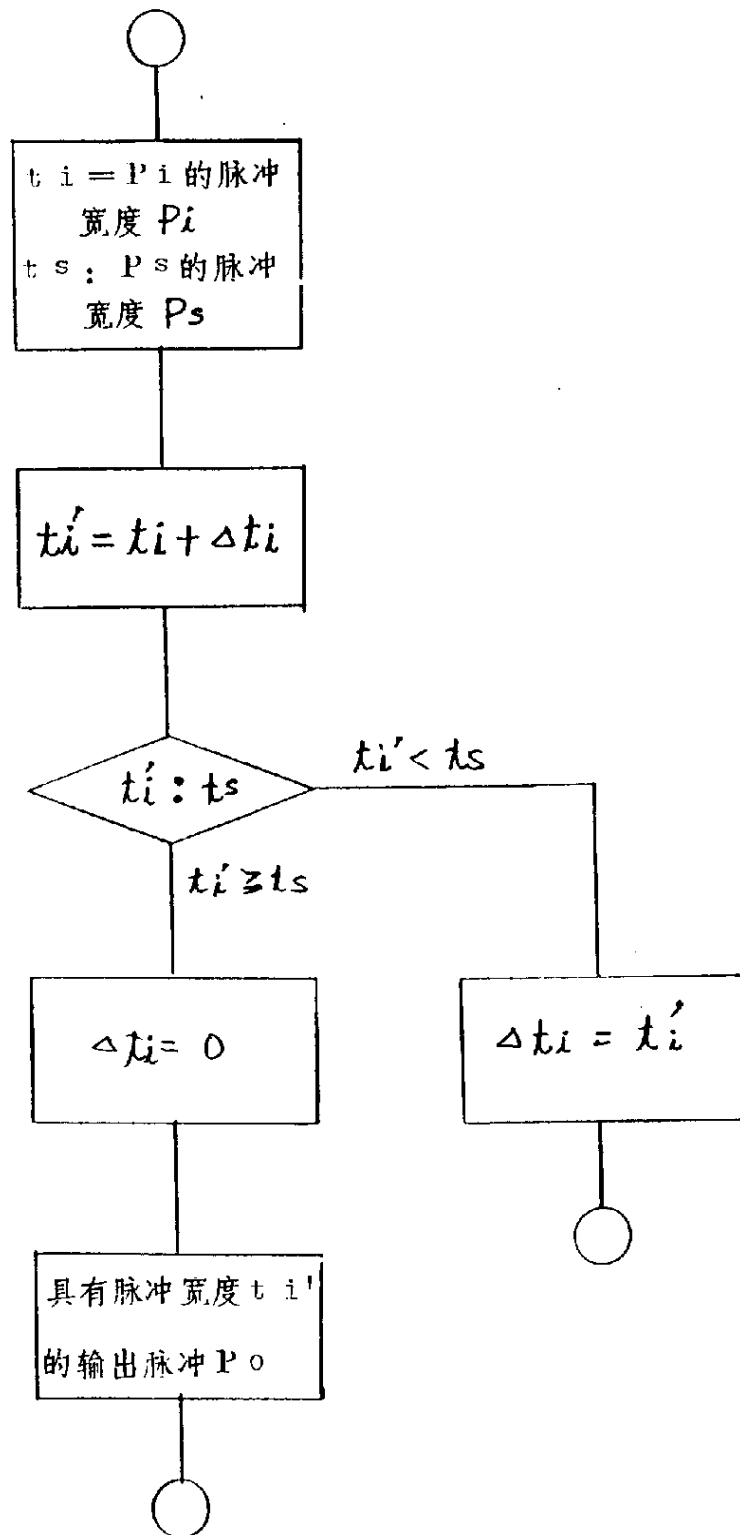


图10

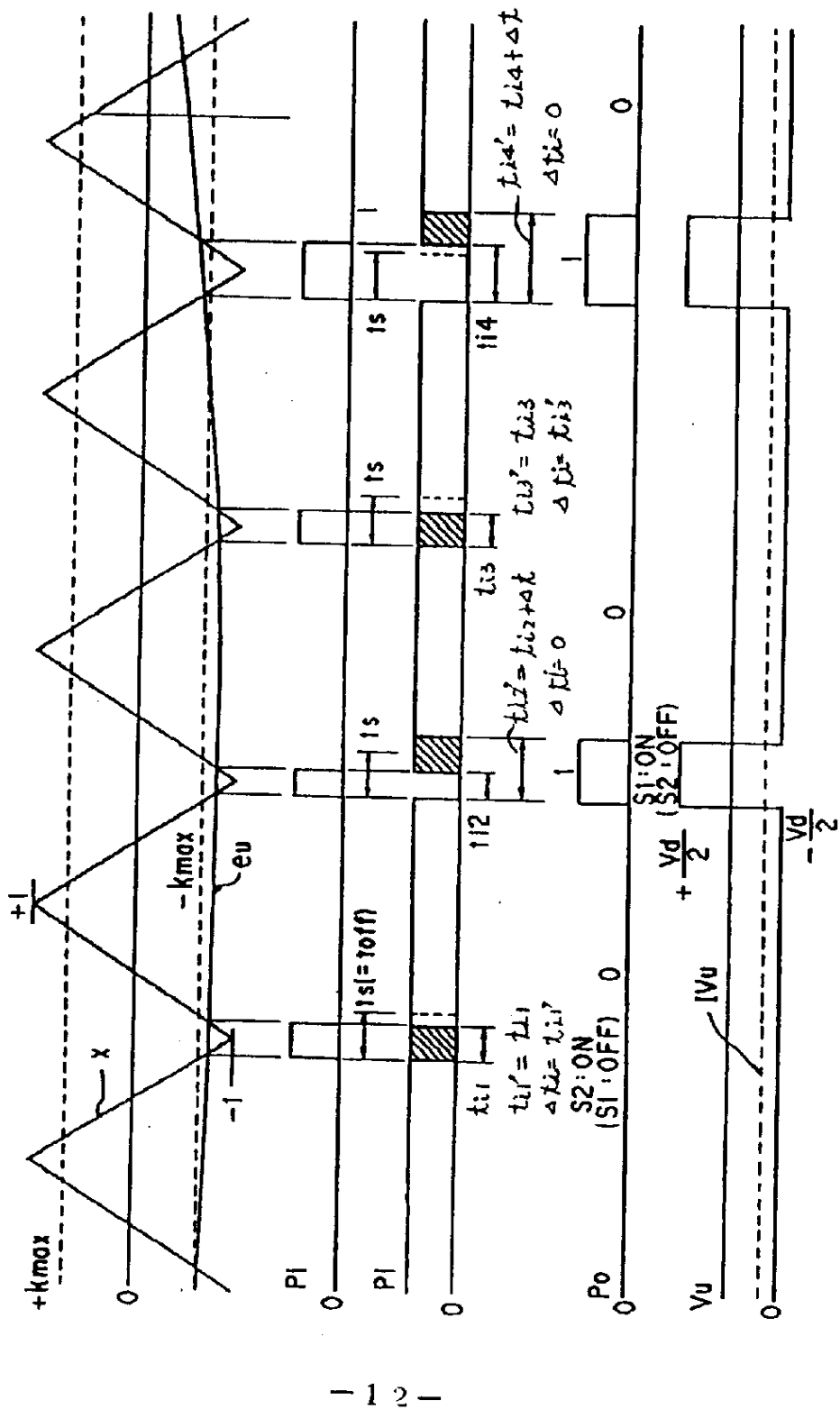


图12

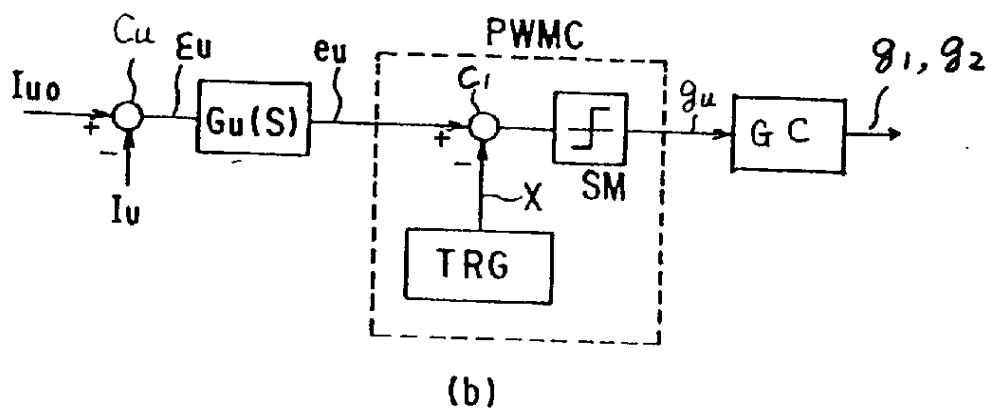
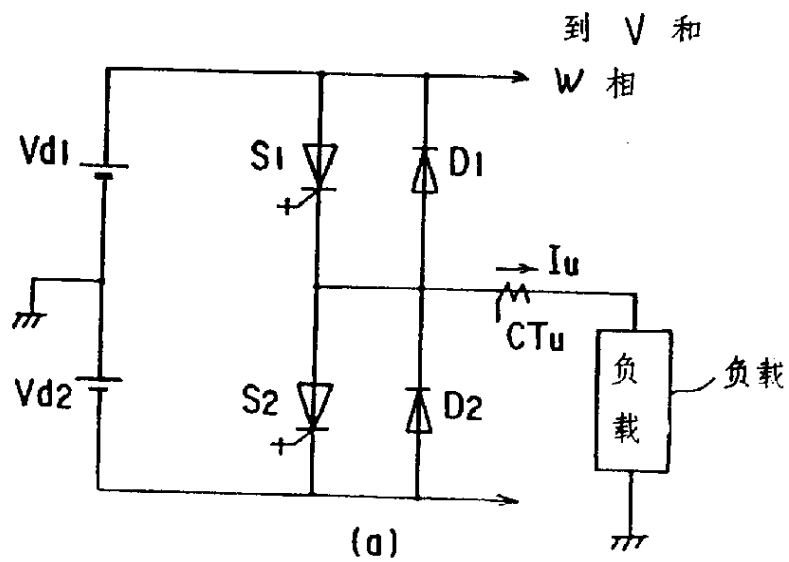


图13 (现有技术)

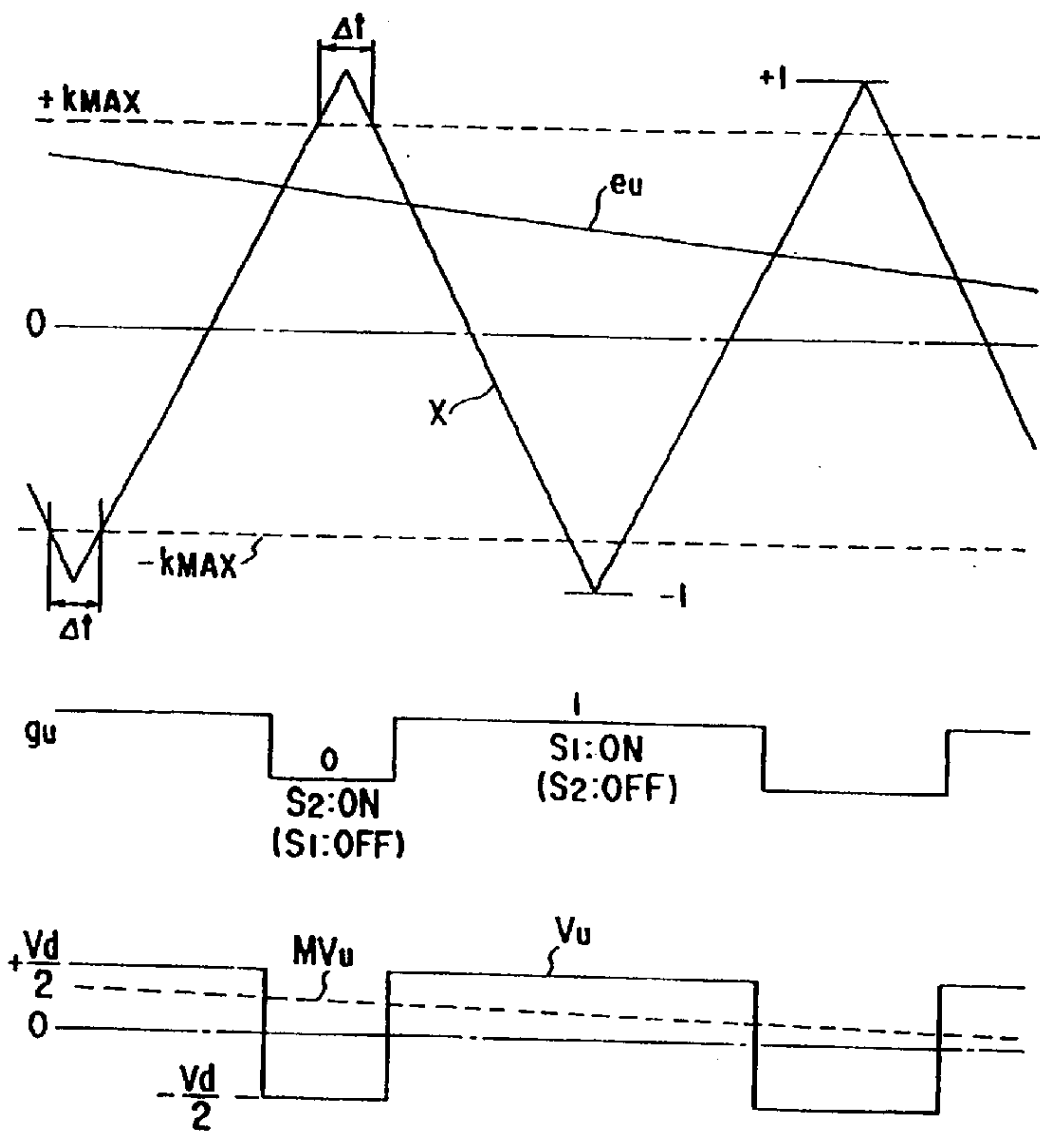


图 14 (现有技术)