

# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 97120369.5

[43]公开日 1999年2月10日

[11]公开号 CN 1207601A

[22]申请日 97.12.8 [21]申请号 97120369.5

[30]优先权

[32]97.7.31 [33]KR [31]36454/97

[71]申请人 三星电机株式会社

地址 韩国京畿道

[72]发明人 池昊均 李圭赞 赵普衡

[74]专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责任公司

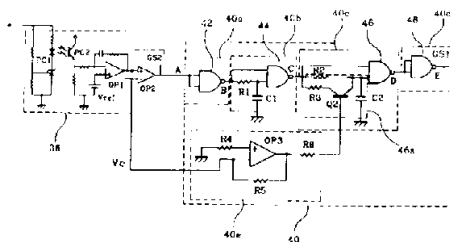
代理人 余 朦

权利要求书 5 页 说明书 12 页 附图页数 6 页

[54]发明名称 功率因子校正变换器

[57]摘要

本发明的 PFC 变换器包括桥式整流器;改善上述桥式整流器的功率因数的升压器;把上述升压器的输出从原边线圈感应到副边线圈上的变压器;对上述升压器的输出进行开关的开关部;对上述变压器的副边输出进行整流和平滑的输出部;检测上述输出部的输出电压并进行反馈来控制上述输出部的控制部;延迟部,用上述控制部的输出来控制升压器并把稳定的电压施加在变压器上,用延迟部的延迟后的输出来控制升压器以降低高次谐波电流,由此,把大容量电容器的电压维持为恒定,而提高功率因数。



# 权 利 要 求 书

1. 一种PFC变换器,其特征在于,包括:

桥式整流器,对输入电压进行整流;升压器,对上述桥式整流器的输出进行开关而发生恒定的输出电压;

变压器,把上述升压器的输出施加到原边线圈上,随之感应到副边线圈上;

开关部,对施加在上述变压器的原边线圈上的上述升压器的输出进行开关;

输出部,对上述变压器的副边输出进行整流和平滑;

控制部,检测上述输出部的输出电压并把检测信号反馈给上述开关部,来控制上述输出部的输出;

延迟部,把上述控制部的输出延迟预定时间,用延迟后的输出信号来控制升压器的开关,随之,把上述升压器的输出电压维持为恒定,以改善功率因数。

2. 根据权利要求1所述的PFC变换器,其特征在于,

上述升压器包括与桥式整流器相联结的线圈;

与上述线圈并联连接并由延迟部的输出所控制的第一开关元件;

其正极与上述线圈串联连接的二极管;

与上述二极管的负极并联连接的大容量电容器,在上述第一开关元件的开关过程中,在上述大容量电容器的两端施加恒定的电压,以改善功率因数。

3. 根据权利要求2所述的PFC变换器,其特征在于,上述升压器的第一开关元件是N沟道场效应晶体管。

4. 根据权利要求1所述的PFC变换器,其特征在于,上述延迟部包括:

第一缓冲器,由把控制部的输出进行反向的第一反向元件所构成;

第二缓冲器,对上述第一缓冲器的输出进行延迟并进行反向;

放大器,对上述的控制部的输出进行放大;

第三缓冲器,用上述放大器的输出来控制上述第二缓冲器的输出并进行输入;

第四缓冲器,由作为对上述第三缓冲器的输出进行反向的第四反向元

件构成。

5 5. 根据权利要求4所述的PFC变换器,其特征在于,上述第二缓冲器由第二反向元件构成,该第二反向元件把上述第一缓冲器的输出作为一个输入,另一个输入被第一电阻器和与上述第一电阻器并联连接的第一电容器C1进行延迟而输入并进行反向。

10 6. 根据权利要求4所述的PFC变换器,其特征在于,上述第三缓冲器由用上述放大器的输出进行控制的延迟电路和第三反向元件构成,该第三反向元件把上述第二缓冲器的输出作为一个输入,另一个输入是上述第二缓冲器的输出经过延迟电路被输入。

15 7. 根据权利要求4所述的PFC变换器,其特征在于,上述放大器由这样的放大器所构成:上述控制部的输出被连接在反向输入端上,非反向输入端通过第四电阻器接地,第五电阻器连接在上述反向输入端和输出端之间,经过与输出端串联连接的第六电阻器而对输入信号进行放大并输出。

20 8. 根据权利要求7所述的PFC变换器,其特征在于,上述放大器是OP放大器。

25 9. 根据权利要求6所述的PFC变换器,其特征在于,上述延迟电路包括由上述放大器的输出所控制的第二开关元件;一端连接在上述第二开关元件的集电极上的第三电阻器;连接在上述第三电阻器的另一端与第二开关元件的发射极之间的第二电阻器;并联连接在上述第二电阻器的输出端上的第二电容器。

30 10. 根据权利要求4所述的PFC变换器,其特征在于,上述第一反向元件和第四反向元件是与非门。

11. 根据权利要求5所述的PFC变换器,其特征在于,上述第二反向元件是与非门。

35 12. 根据权利要求6所述的PFC变换器,其特征在于,上述第三反向元件是与非门。

13. 根据权利要求9所述的PFC变换器,其特征在于,上述第二开关元件是PNP型双极晶体管。

14. 一种PFC变换器,其特征在于,在由PFC变换器和DC-DC变换器构成的两级控制(Two Stage)PFC变换器中,包括:

桥式整流器,对输入电压进行整流;

升压器,对上述桥式整流器的输出进行开关而发生恒定的输出电压;

变压器,把上述升压器的输出施加到原边线圈上,随之感应到副边线圈上;

开关部,对施加在上述变压器的原边线圈上的上述升压器的输出进行开关;

输出部,对上述变压器的副边输出进行整流和平滑;

控制部,检测上述输出部的输出电压并把检测信号反馈给上述开关部,来控制上述输出部的输出;

延迟部,把上述控制部的输出延迟预定时间,用延迟后的输出信号来控制升压器的开关,随之,把上述升压器的输出电压维持为恒定以改善功率因数,

因此用一个控制部来单级控制上述PFC变换器和DC-DC变换器。

15. 根据权利要求14所述的PFC变换器,其特征在于,

上述升压器包括与桥式整流器相联结的线圈;

与上述线圈并联连接并由延迟部的输出所控制的第一开关元件;

其正极与上述线圈串联连接的二极管;

与上述二极管的负极并联连接的大容量电容器,在上述第一开关元件的开关过程中,在上述大容量电容器的两端施加恒定的电压,以改善功率因数。

16. 根据权利要求15所述的PFC变换器,其特征在于,上述升压器的第一开关元件是N沟道场效应晶体管。

17. 根据权利要求14所述的PFC变换器,其特征在于,上述延迟部包括:

第一缓冲器,由把控制部的输出进行反向的第一反向元件所构成;

第二缓冲器,对上述第一缓冲器的输出进行延迟并进行反向;

放大器,对上述的控制部的输出进行放大;

第三缓冲器,用上述放大器的输出来控制上述第二缓冲器的输出并进

行输入;

第四缓冲器, 由作为对上述第三缓冲器的输出进行反向的第四反向元件构成。

5           18. 根据权利要求17所述的PFC变换器, 其特征在于, 上述第二缓冲器由第二反向元件构成, 该第二反向元件把上述第一缓冲器的输出作为一个输入, 另一个输入被第一电阻器和与上述第一电阻器并联连接的第一电容器C1进行延迟而输入并进行反向。

10           19. 根据权利要求17所述的PFC变换器, 其特征在于, 上述第三缓冲器由用上述放大器的输出进行控制的延迟电路和第三反向元件构成, 该第三反向元件把上述第二缓冲器的输出作为一个输入, 另一个输入是上述第二缓冲器的输出经过延迟电路被输入。

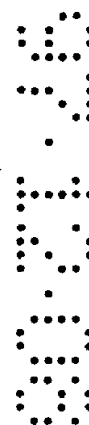
15           20. 根据权利要求17所述的PFC变换器, 其特征在于, 上述放大器由这样的放大器所构成: 上述控制部的输出被连接在反向输入端上, 非反向输入端通过第四电阻器接地, 第五电阻器连接在上述反向输入端和输出端之间, 经过与输出端串联连接的第六电阻器而对输入信号进行放大并输出。

20           21. 根据权利要求19所述的PFC变换器, 其特征在于,  
上述延迟电路包括由上述放大器的输出所控制的第二开关元件;  
一端连接在上述第二开关元件的集电极上的第三电阻器;  
连接在上述第三电阻器的另一端与第二开关元件的发射极之间的第二  
25 电阻器;  
并联连接在上述第二电阻器的输出端上的第二电容器。

30           22. 根据权利要求17所述的PFC变换器, 其特征在于, 上述第一反向元件和第四反向元件是与非门。

            23. 根据权利要求18所述的PFC变换器, 其特征在于, 上述第二反向元件是与非门。

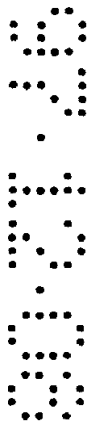
35           24. 根据权利要求19所述的PFC变换器, 其特征在于, 上述第三反向元件是与非门。

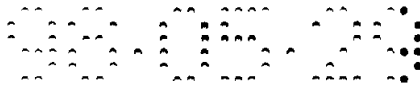


25. 根据权利要求21所述的PFC变换器,其特征在于,上述第二开关元件是PNP型双极晶体管。

26. 根据权利要求20所述的PFC变换器,其特征在于,上述放大器是OP放大器。

5





# 说明书

## 功率因子校正变换器

5 本发明涉及 PFC (Power Factor Correction) 变换器 (Converter), 详细地说, 涉及这样的 PFC 变换器, 其包括为了降低高次谐波电流 (Harmonic Current) 而被控制的延迟电路, 为了由此而把大容量电容器的电压维持为恒定, 而提高功率因数, 单级地控制构成为两级的 PFC 变换器和 DC-DC 变换器。

10 通常, 在流过供电线路中的电压中, 形成周期性的波形, 在该周期性的波形的各个成分中, 除基波之外, 还存在成为作为基波的  $n$  倍频率的第  $n$  次高次谐波的高次谐波噪声 (Harmonic Noise) 的高次谐波电流。但是, 近年来, 在各国中, 在上述供电线路中供给电压时, 为了降低供电损耗而提高电压来进行供电, 随之而在作为构成电源供给装置的变压器的原边的输入端上在大容量 (Bulk) 电容器的前端提供线圈 (Coil), 从而防止在大容量电容器上施加过电压, 或包括升压 (Boost-Up) 电路, 通过对进行供电而施加到电源供给装置上的上述电压进行开关, 来进行斩波 (Chopping), 而从输入给电源供给装置的电压中降低高次谐波电流, 由此, 来提高功率因数。

20 图 1 是根据现有技术的平滑型变换器的电路图。

25 现有技术的平滑型变换器包括: 对输入电压 ( $V_i$ ) 进行整流的桥式整流器 (Bridge Diode) 10、从上述桥式整流器 10 的输出中降低高次谐波电流以改善功率因数的平滑部 12、通过开关部 Q 的开关而使上述平滑部 12 的输出从原边线圈向副边线圈进行感应的变压器 T、进行开关以通过控制部 16 的控制来对该平滑部 12 的输出进行脉宽调制的开关部 Q、对上述变压器 T 的副边输出进行整流和平滑的输出部 14、把上述输出部 14 的输出电压 ( $V_o$ ) 进行反馈来控制开关部 Q 的控制部 16。

30 在上述这样构成的现有技术中的平滑型变换器, 在输入电压  $V_i$  变为高于连接在平滑部 12 的第二二极管 D2 上的第一和第二电容器 C1、C2 的电位而施加时, 按照上述第二电容器 C2 和第二二极管 D2 的正方向来对第一电容器 C1 进行充电。当输入电压  $V_i$  变为低于第一和第二电

容器C1、C2的电位而施加时，通过由同第一电容器C1串联连接的第一二极管D1和接着同第二电容器C2串联连接的第三二极管D3构成的闭合回路而对第一和第二电容器C1、C2进行充电的电压，通过随着控制部16的控制而被开关的开关部Q的动作而被施加到变压器T上。

5

当由输入电压Vi而使电流对平滑部12的第一和第二电容器C1、C2进行充电时，在上述输入电压Vi高于同第二二极管D2相连接的第一和第二电容器C1、C2的充电电压而施加的情况下，上述输入电压Vi对串联连接的第一和第二电容器C1、C2进行充电，但是，由于第一和第二电容器C1、C2中的电容器的容量较小，由输入电压Vi对上述第一和第二电容器C1、C2进行充电的充电电流导通角变宽，正是基于这个原因，改善了作为电源供给装置的变换器的功率因数。

10

15

图2a是现有技术中的两级控制PFC变换器的电路图，图2b是现有技术中的单级控制PFC变换器的电路图。

现有技术中的两级(Two Stage)控制PFC变换器的电路包括：对输入电压(Vi)进行整流的桥式整流器(Bridge Diode)20、对第二开关元件Q2进行开关以改善上述桥式整流器20的输出功率因数的PFC的升压器22、检测施加在大容量电容器C上的电压并随之对升压器22的第二开关元件Q2进行开关的驱动器22a、使上述升压器22的输出从原边线圈向副边线圈进行感应的变压器T、进行开关以通过控制部26的控制来对该升压器22的输出进行脉宽调制的开关部Q、对上述变压器T的副边输出进行整流和平滑的输出部24、把上述输出部24的输出电压(Vo)进行反馈来控制开关部Q的控制部26。

20

25

这样构成的现有技术中的两级控制PFC变换器的电路还另外包括作为变换器的升压器22，在进行电压控制的DC-DC变换器的前级实现功率因数改善。由此，通过使控制部26另外动作以使从变换器的输入端施加在大容量电容器C上的电压在输入电压Vi的变动上成为恒定的驱动器22a，来对升压器22的第二开关元件Q2进行开关，由此，在升压器22和DC-DC变换器的两级中动作以从施加在PFC的升压器22的线圈L的电流中降低高次谐波电流并改善功率因数。

30

35

即，在桥式整流器20中对输入电压Vi进行整流，改善上述被整流的桥式整流器20的输出电压的功率因数，通过作为执行上述工作的PFC



控制器 ( Controller ) 的驱动器 22 a , 来检测并比较施加在大容量电容器 C 上的电压和施加在线圈 L 上的电压, 而对第二开关元件 Q 2 进行开关以在大容量电容器 C 上施加稳定的电压。

5           接着, 来自进行了开关的上述升压器 22 的输出把降低了高次谐波电压的电压提供给大容量电容器 C , 对上述大容量电容器 C 进行充电的电压根据控制部 26 的控制被进行开关以进行脉宽调制, 从变压器 T 的原边线圈向副边线圈进行感应, 由输出部 24 进行整流、平滑而发生输出电压  $V_o$  。

10           为了使上述输出电压  $V_o$  的稳定的输出, 把上述输出部 24 的输出电压  $V_o$  进行反馈, 而由控制部 26 使开关部 Q 进行开关, 来控制输出电压  $V_o$  。

15           上述升压器 22 这样工作: 通过检测施加在大容量电容器 C 上的电压的驱动器 22 a , 在由作为有源元件 ( Active Element ) 的晶体管的第二开关元件 Q 2 中, 通过对输入电压  $V_i$  进行开关, 而向大容量电容器 C 供给稳定的电压, 为此, 而降低了由上述交流输入所施加的经过线圈 L 的输入电压  $V_i$  中的高次谐波。

20           进一步设置升压器 22 以有效降低高次谐波并改善功率因数的 PFC 方式的变换器使用专用控制集成电路来独立进行控制以实现上述功率因数的改善, 由此, 而成为高功率因数, 就能在 110 伏和 220 伏的输入电源上, 不必切换上述输入电源就能使用, 而在较宽的输入电源的范围内进行使用。

25           图 2 b 的现有技术中的单级控制 ( Single Phase ) PFC 变换器电路包括: 对输入电压 (  $V_i$  进行整流的桥式整流器 ( Bridge Diode ) 20 、由线圈 L 和二极管 D 以及大容量电容器 C 构成的用以改善上述桥式整流器 20 的输出的功率因数的功率因数改善部 23 、使上述功率因数改善部 23 的输出从原边线圈向作为输出部的副边线圈进行感应的变压器 T 、对施加在上述变压器 T 上的电压进行开关的开关部 Q 、对上述变压器 T 的副边输出进行整流和平滑的输出部 24 、检测上述输出部 24 的输出电压 (  $V_o$  ) 并进行反馈以控制开关部 Q 的控制部 26 。

35           这样构成的现有技术中的单级控制 PFC 变换器的电路为这样的方式: 以与另外设置升压器 22 的图 2 a 的两级控制 PFC 变换器的电路不同

的方式，来使功率因数改善变换器和 DC-DC 变换器为一个整体，上述升压器 22 是在进行电压控制的 DC-DC 变换器的前级实现功率因数改善的变换器。

5 即，经过桥式整流器 20 的输入电压  $V_i$  由线圈 L 降低了高次谐波电流，降低了上述高次谐波电流的线圈 L 的输出通过各个二极管 D 而施加到大容量电容器 C 和开关部 Q 上，由此而改善了功率因数。

10 这样，按上述那样工作的现有技术的单级控制 PFC 变换器的电路可以在一个变换器中同时进行功率改善和输出电压的控制，就省去了用于功率改善的控制集成电路，而减少了为了进行功率改善而重新追加的部件数量，因此，就能实现小型化和低价格化。

但是，在上述各个现有技术中包括下列问题：

15 首先，现有技术的平滑型变换器把较高的电压施加到作为在输入端所使用的大容量电容器的第一和第二电容器上来进行充电，随之，由于较高电压施加到开关部上，就必须使用能够耐高压的开关元件。为了降低施加在上述电容器上的电压，而在上述开关元件上采用频率调制功能，但是，  
20 其为了在较宽的范围内来改变工作频率，就会降低变换器的功率因数。这样，上述这样的平滑型变换器不能大大改善功率因数以满足作为与高次谐波电流相关的国际标准的 IEC-1000-3-2 的 D 级标准。

25 接着，为了进行功率因数的改善而独立进行控制的两级控制 PFC 方式，要求另外设置 PFC 专用的集成电路，因而使电路变得复杂起来，随之使生产费用升高。

而且，现有技术的单级控制 PFC 变换器虽然以低价格的方式构成并降低了高次谐波电流，但是，实际上，由于把以 DCM  
30 (Discontinuous Conduction Mode) 工作的升压器的电流和 DC-DC 变换器的电流同时传输给在变压器的前端(原边)所构成的单个(Single)开关，就需施加大电流，但是，在变换器以 100W 以上工作的情况下，必须使用 2 个以上的开关，就不能使由该大电流所产生的影响降至最小。结果，在 100W 以上工作的变换器中，由单级控制和  
35 单个开关组成的结构存在这样的问题：大容量电容器的容量被设定为预定值，随着负荷变动和输入电压变动，电容器的充电电压不是恒定的，因此，

施加在变压器上的电压变成不稳定的，而使变换器的功率因数降低。

5 这样，为了解决上述这样的现有技术的问题，本发明的主要目的是提供一种 P F C 变换器，包括用于把大容量电容器的电压维持为恒定以降低高次谐波电流的延迟电路，随之用一个控制部来对 P F C 变换器和 D C - D C 变换器进行控制以提高功率因数。

10 为了实现上述目的，本发明的特征是，包括：桥式整流器，对输入电压进行整流；升压器，对上述桥式整流器的输出进行开关而发生恒定的输出电压；变压器，把上述升压器的输出施加到原边线圈上，随之感应到副边线圈上；开关部，对施加在上述变压器的原边线圈上的上述升压器的输出进行开关；输出部，对上述变压器的副边输出进行整流和平滑；控制部，检测上述输出部的输出电压并把检测信号反馈给上述开关部，来控制上述输出部的输出；延迟部，把上述控制部的输出延迟预定时间，用延迟后的输出信号来控制升压器的开关，随之，把上述升压器的输出电压维持为恒定，以改善功率因数。

15 为了实现上述目的的本发明的其他的特征是，在由 P F C 变换器和 D C - D C 变换器构成的两级控制 ( T w o S t a g e ) P F C 变换器中，包括：桥式整流器，对输入电压进行整流；升压器，对上述桥式整流器的输出进行开关而发生恒定的输出电压；变压器，把上述升压器的输出施加到原边线圈上，随之感应到副边线圈上；开关部，对施加在上述变压器的原边线圈上的上述升压器的输出进行开关；输出部，对上述变压器的副边输出进行整流和平滑；控制部，检测上述输出部的输出电压并把检测信号反馈给上述开关部，来控制上述输出部的输出；延迟部，把上述控制部的输出延迟预定时间，用延迟后的输出信号来控制升压器的开关，随之，把上述升压器的输出电压维持为恒定以改善功率因数，用一个控制部来单级控制上述 P F C 变换器和 D C - D C 变换器。

20 下面根据附图来对本发明的 P F C 变换器的最佳实施例进行详细说明。在这些附图中：

图1 是现有技术中的平滑型变换器的电路图；

图1 ( a ) 是现有技术中的两级控制 P F C 变换器的电路图；

35 图2 ( b ) 是现有技术中的单级控制 P F C 变换器的电路图；

图1 是本发明的 P F C 变换器的电路图；

图2是图3的延迟电路图;

图3是图4的各个部分的波形图;

图1(a)是表示最大输入电压和最小负荷状态的波形图;

图6(a)是表示最小输入电压和最大负荷状态的波形图。

5

图3是本发明的PFC变换器的电路图,图4是图3的延迟电路图,图5是图4的各个部分的波形图。

10 本发明的PFC变换器包括:桥式整流器30,对输入电压 $V_i$ 进行整流;升压器32,对上述桥式整流器30的输出进行开关而发生恒定的输出电压以改善功率因数;变压器T,把上述升压器32的输出施加到原边线圈上,随之感应到副边线圈上;开关部S,对施加在上述变压器T的原边线圈上的上述升压器32的输出进行开关;输出部34,对上述变压器T的副边输出进行整流和平滑;控制部36,检测上述输出部34的输出电压 $V_o$ 并把检测信号反馈给上述开关部S,来控制上述输出部34的  
15 输出;延迟部40,把上述控制部36的输出延迟预定时间,用上述延迟后的输出信号来控制升压器32的开关,随之,把上述升压器32的输出电压维持为恒定并把稳定的电压施加到变压器T上,以改善功率因数。

20 控制部36包括:用输出电压 $V_o$ 进行开关的分路调节器SR;发光二极管PC1,它是由上述分路调节器SR的控制而工作的光电耦合器(Photo Coupler);光敏晶体管PC2,接收从上述发光二极管PC1所发出的光;第一比较器OP1,是这样的OP放大器(Amp):把上述光电耦合器的光敏晶体管PC2的输出连接到反向输入端(-)上,把基准电压( $V_{ref}$ )连接在非反向输入端(+)上,对所输入的信号进行放大;第二比较器OP2,是这样的OP放大器:把上述第一比较器OP1  
25 的输出连接到非反向输入端(+)上,把锯齿波施加在反向输入端(-)上,来对所输入的信号进行放大。

30 延迟部40包括:第一缓冲器40a,由作为把控制部36的第二比较器OP2的输出进行反向的与非门(NAND Gate)的第一与非门42所构成;第二缓冲器40b,对上述第一缓冲器40a的输出进行延迟并进行反向;放大器40e,对上述控制部36的第一比较器OP1的输出进行放大;第三缓冲器40c,用上述放大器40e的输出来控制上述第二缓冲器40b的输出并进行输入和反向;第四缓冲器40d,由作为对上述第三缓冲器40c的输出进行反向的与非门的第四与非门48构成。  
35

5

上述第二缓冲器40b由第二与非门44构成,该第二与非门44是这样的与非门:把上述第一缓冲器40a的输出作为一个输入,另一个输入被第一电阻器R1和与上述第一电阻器R1并联连接的第一电容器C1进行延迟,把这样被延迟的信号进行输入并反向。

10

上述放大器40e由放大器OP3所构成,该放大器OP3为这样的OP放大器:上述控制部36的第一比较器OP1的输出被连接在反向输入端(-)上,非反向输入端(+)通过第四电阻器R4接地,第五电阻器R5连接在上述反向输入端(-)和输出端之间,经过与输出端串联连接的第六电阻器R6而对输入信号进行放大并输出。

15

上述第三缓冲器40c由用放大器40e的输出所控制的延迟电路46a和第三与非门46构成,该第三与非门46是这样的与非门:把上述第二缓冲器40b的输出作为一个输入,上述第二缓冲器40b的输出经过第一缓冲器40a被输入而作为另一个输入。

20

上述延迟电路46a包括:第二开关元件Q2,其是由上述放大器40e的输出所控制的PNP型双极晶体管;第三电阻器R3,一端连接在上述第二开关元件Q2的集电极上;第二电阻器R2,连接在上述第三电阻器R3的另一端与第二开关元件Q2的发射极之间;第二电容器C2,并联连接在上述第二电阻器R2的输出端上。

25

上述升压器32包括:线圈L1,串联连接在桥式整流器30的输出端上;第一开关元件S1,是与上述线圈L1并联连接并由延迟部40所控制的N沟道场效应晶体管;第一二极管D1,正极串联与上述线圈L1串联连接;大容量电容器Cb,与上述第一二极管D1的负极并联连接。

30

本发明的PFC变换器是由这样的两级(Two Stage)构成的PFC变换器,作为用于输出稳定电压的前级变换部(Preregulator)的PFC变换器的升压器32;和作为把直流变换为直流的DC-DC变换器的上述升压器32的后级。

35

下面对这样构成的本发明的动作状态进行说明。

通常,作为电源供给装置的变换器的功率因数的改善度由输入电压

$V_i$  与大容量电容器  $C_b$  的相互关系所决定。即，输入电压  $V_i$  通过升压器 32 的第一开关元件  $S_1$  的开关来降低高次谐波电流而对大容量电容器  $C_b$  进行充电，由此，把上述大容量电容器  $C_b$  的稳定的电压施加给在变压器  $T$  的前级所构成的开关部  $S$ ，来改善功率因数。

5

图 6 (A) 是表示表示最大输入电压和最小负荷状态的波形图，图 6 (A) 是表示最小输入电压和最大负荷状态的波形图。

10

如图 6 (A) 所示的那样，当与升压器 32 的大容量电容器  $C_b$  相关的电压变大时，由于是最大输入电压以及最小负荷，当对升压器 32 的第一开关元件  $S_1$  进行开关时，进行这样的控制：由延迟部 40 来使升压器 32 的第一开关元件  $S_1$  经过预定的延迟时间 ( $D_x$ ) 后被接通，以降低与上述大容量电容器  $C_b$  相关的电压。

15

输入延迟部 40 的信号，成为被作为第一缓冲器 40a 的第一与非门 42 的输入信号的控制部 36 的第二比较器  $OP_2$  的输出信号  $GS_2$  和与第二比较器  $OP_2$  的非反向输入端 (+) 相连接的第一比较器  $OP_1$  的输出信号 ( $V_c$ ) 而被输入，由延迟部 40 进行延迟以与输出电压  $V_o$  的增减成反比例，在被延迟的输出信号  $GS_1$  中发生。

20

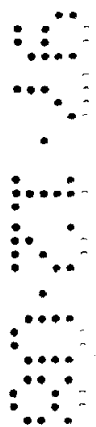
即，施加在大容量电容器  $C_b$  上的电压越是增加，从输出部 34 所输出的输出电压  $V_o$  就越是增加，随之，由于在非反向输入端 (+) 上，基准电压 ( $V_{ref}$ ) 所连接的控制部 36 的第一比较器  $OP_1$  的反向输入端 (-) 的电压变得大于上述基准电压 ( $V_{ref}$ )，就使第一比较器  $OP_1$  的输出 ( $V_c$ ) 减小。

25

30

这样，当第一比较器  $OP_1$  的输出 ( $V_c$ ) 减小时，通过施加在反向输入端 (-) 上的锯齿波，上述输出 ( $V_c$ ) 即施加在非反向输入端 (+) 上的第二比较器  $OP_2$  的输出信号 ( $V_c$ ) 被输出成脉冲，通过被减小的上述输出信号 ( $V_c$ ) 而使从第二比较器  $OP_2$  所输出的信号  $GS_2$  的脉宽被增加，而施加到控制极上，因此，如图 6 所示的那样，施加在控制极上以使第一开关元件  $S_1$  导通的信号被延迟部 40 进行延迟而施加，在经过预定的延迟时间 ( $D_x$ ) 之后，才使第一开关元件  $S_1$  导通，由此，使施加在大容量电容器  $C_b$  上的电压减小，而降低了施加在大容量电容器  $C_b$  上的增大的电压。

35



如图5所示的那样,由上述延迟部40延迟了预定的延迟时间( $D_x$ )的控制部36的图5(A)所示的输出,经过作为缓冲器的第一与非门42,上述第一与非门42的按图5(B)那样被反向的输出通过第一电阻器R1和与上述第一电阻器R1并联连接的第一电容器C1而被延迟,并且被输入第二与非门44,因此,上述第二与非门44的输出按图5(C)所示的那样被延迟了预定的延迟时间( $D_x$ )而输出。

另一方面,上述控制部36的第一比较器OP1的输出被放大器40e的放大器OP3进行放大,经过第六电阻器R6而施加到作为PNP型双极晶体管的第二开关元件Q2的基极上,随之,由第二电阻器R2和第三电阻器R3构成电阻并联电路,上述并联电阻电路根据第二开关元件Q2的开关,从最大的第二电阻器R2变化为最小的由第二电阻器R2和第三电阻器R3并联构成的电阻值上。

这样,通过经过放大器OP3而与第一比较器OP1的输出联动的第二开关元件Q2的开关,第二与非门44的输出的延迟程度按照由第二电阻器R2、第三电阻器R3第二开关元件Q2和第二电容器C2所构成的延迟电路46a的动作而变化。

即,当输出电压 $V_o$ 增大时,使第一比较器OP1的输出减小,经过了放大器40e的放大器OP3的上述第一比较器OP1的被减小了的输出使较小的电压施加到第二开关元件Q2的基极上,由此,由第二开关元件Q2而减小了放大率,从而使第三电阻器R3的值变小。由此,使与第二电阻器R2和第三电阻器R3相配合的电阻值增大,构成在第三与非门46的输入中的延迟电路所进行延迟的程度增大了,由此,结果如图5(D)所示的那样,在第三与非门46中发生了预定的延迟时间( $D_y$ ),上述第三与非门46的输出从第四与非门48按照图5(E)那样被反向而输出。

这样,上述图5(C)的延迟时间( $D_x$ )表示了使脉冲信号的上升时间被延迟的情况,另一方面,图5(D)的延迟时间( $D_y$ )表示了使脉冲信号的下降时间被延迟的情况。施加在升压器32上的延迟部40的信号GS1,根据延迟部40的第二比较器OP2的输出信号来控制上升时间和下降时间。

另一方面,当输出电压 $V_o$ 被减小时,第一比较器OP1的输出增大,

5 经过了放大器 OP 3 的上述第一比较器 OP 1 的输出作为较大的电压被施加到第二开关元件 Q 2 的基极上，由此，由第二开关元件 Q 2 增大了放大率，而减小了与第二电阻器 R 2 和第三电阻器 R 3 相配合并联形成的电阻值，由此，在第三与非门 4 6 的输入中，构成在第三与非门 4 6 的输入中的延迟电路所进行延迟的程度减小了，由此，预定的延迟时间 ( D x ) 减小，则施加在大容量电容器 C b 上的电压增大了。

10 而且，上述第二与非门 4 4 的输出为一个输入，上述第二与非门 4 4 的输出通过上述第二开关元件 Q 2 的开关而与第二电阻器 R 2 和第三电阻器 R 3 相配合地被延迟了，成为第三与非门 4 6 的另一个输入，上述第三与非门 4 6 的输出经过作为缓冲器的第四与非门 4 8 而被输出，由此，使升压器 3 2 的第一开关元件 S 1 进行开关。

15 由于表示了构成上述延迟部 4 0 的第一与非门 4 2 、第二与非门 4 4 、第三与非门 4 6 以及第四与非门 4 8 被作为集成电路来使用这样的优选实施例，则在电路结构中，即使由第二与非门 4 4 以及第三与非门 4 6 所构成，即，即使构成为去掉了第一与非门 4 2 和第四与非门 4 8 的电路，不使信号被反向来进行延迟，也能具有大致相同的延迟效果。

20 如图 6 ( A ) 所示的那样，与处于最大的输入电压以及最小的负荷的情况相反，简要地说明了图 6 ( B ) 的输入电压处于最小输入和最大负荷状态时的情况，虽然施加在大容量电容器 C b 上的电压越是减小，第一开关元件 S 1 的损耗就越是增加，但却需要用于得到最佳功率因数的最小的大容量电容器 C b 的电压。由此，为了把大容量电容器 C b 的电压维持为恒定，而得到最佳的功率因数，按图 6 ( B ) 的表示最小的输入电压和最大的负荷状态的波形图那样，就必须防止负荷增加而使大容量电容器 C b 的电压降低的情况。

30 即，为了通过第一开关元件 S 1 的开关来使大容量电容器 C b 的电压增大，通过延迟部 4 0 来进行控制以使第一开关元件 S 1 的导通时间被延长预定的延迟时间 ( D y ) 而动作。

35 图 6 的 D B 表示第一开关元件 S 1 的占空比 ( Duty ) ， D F 表示开关部 S 的占空比，第一开关元件 S 1 的占空比和开关部 S 的占空比由线圈 L 和各个第一和第二开关元件 S 1 、 S 2 的开关频率所决定。



即，表示出这样的脉冲：与大容量电容器C<sub>b</sub>相关的输入电压V<sub>i</sub>通过升压器32的开关而成为在短时间内的直流形态，因此，用下式来表示直流电压即电压（V<sub>DC</sub>），下面参考性地表示出在求出第一开关元件S<sub>1</sub>的占空比和开关部S的占空比中所使用的公式。

5

与上述大容量电容器C<sub>b</sub>相关的电压（V<sub>DC</sub>）按照能量平衡条件而为下面这样：

$$V_{DC} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s + \eta_B \eta_F \frac{V_s^2 D_B^2 V_{DC}}{2L f I_o V_o} \quad \text{----- (1)}$$

10

其中，V<sub>s</sub>：输入电压[V<sub>rms</sub>]、D<sub>B</sub>：S<sub>1</sub>的占空比、I<sub>o</sub>：负荷电流、V<sub>o</sub>：输出电压、L<sub>1</sub>：线圈、f：开关频率、η<sub>B</sub>：升压器的效率、η<sub>F</sub>：升压器后级的DC-DC变换器效率。

15

而且，为了与输出输入即输入电压V<sub>i</sub>和负荷的变动无关，并使变换器有效地工作，就必须在最小的输入电压和最大的负荷状态下进行设计，为了在最大的输入电压下提高功率因数来工作，设定作为第一开关元件S<sub>1</sub>的占空比的D<sub>B</sub>，以满足下式。

$$\frac{V_{DC}}{V_{DC} - \sqrt{2}V_s} \leq \frac{1}{D_B} \quad \text{----- (2)}$$

20

另一方面，作为开关部S的占空比的D<sub>F</sub>可以由下式求出。

$$D_F = n \frac{V_o}{V_i} \quad \text{----- (3)}$$

25

其中，V<sub>i</sub>：输入电压、V<sub>o</sub>：输出电压、n：是变压器的副变线圈的匝数为1时的原边线圈的匝数。

30

如上述那样，本发明的功率因数改善电路包括作为延迟电路工作的延迟部，当由升压器进行开关时，当降低了对大容量电容器进行充电的电压时，即，在由于在负荷中所使用的电压的增大而使与大容量电容器相关的电压降低的情况下，加大从延迟部施加到升压器的开关元件的控制极上的信号的占空比来进行开关以把增大了的电压施加到大容量电容器上，由此，

5 把大容量电容器的电压维持为恒定，由此，把稳定的电压施加到变压器上。在由于在负荷中所使用的电压的减小而使与大容量电容器相关的电压增大的情况下，减小从延迟部施加到升压器的开关元件的控制极上的信号的占空比来进行开关以把减小了的电压施加到大容量电容器上，由此，降低高次谐波电流，并把大容量电容器的电压维持为恒定，以及把稳定的电压施加到变压器上。由此，就能起到改善变换器的功率因数的效果。

10 虽然构成了升压器和开关部的两级控制 PFC 变换器，但是，也可以作为这样的单级控制 PFC 变换器来工作：通过用从延迟部发生的经过延迟的输出信号来控制升压器来工作，以使稳定的电压施加在变压器上，用与控制部的输出联动的延迟部来单级控制升压器和开关部。这样，与现有技术相比，大大提高了功率因数，通过上述单级控制而起到两级控制的效果，由于不使用构成为两级控制的元件，就能起到提高生产性的效果。

15 虽然本发明的优选实施例已经进行了表示和说明，但是，应当知道，本领域的技术人员可以在不背离本发明的精神的条件下进行变化和变形，本发明的范围由权利要求书限定。



图 1

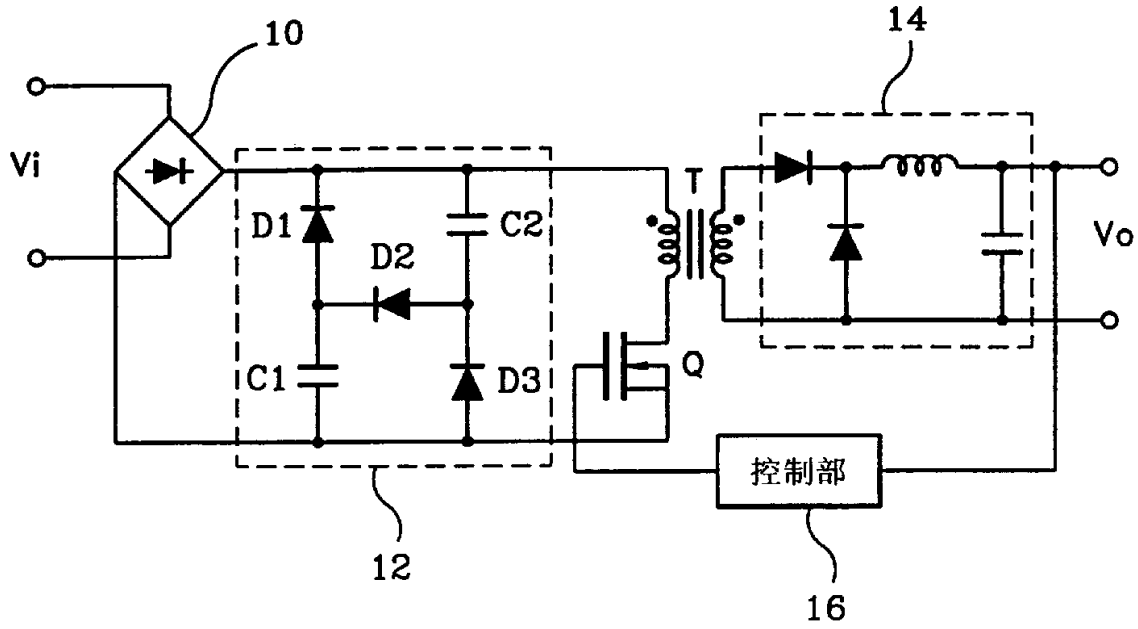


图 2  
(A)

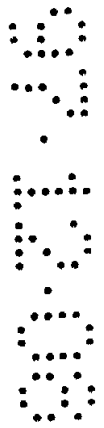
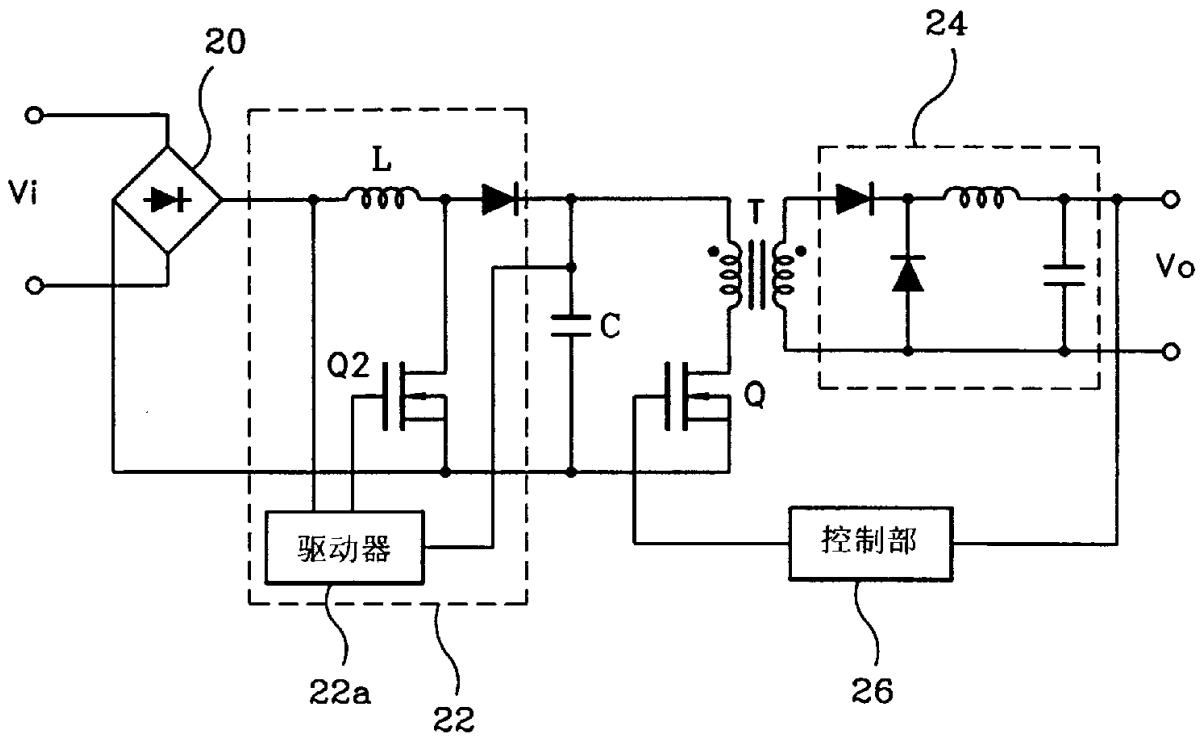


图 2  
(B)

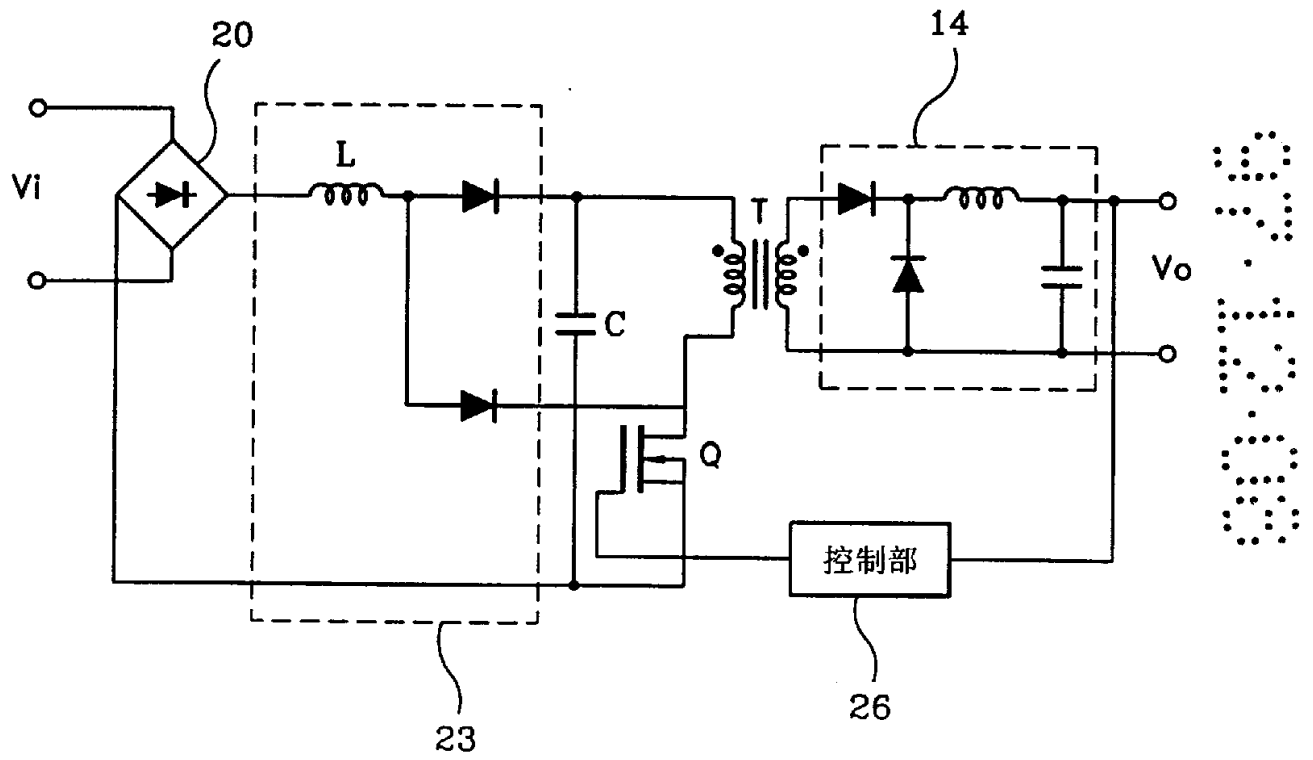
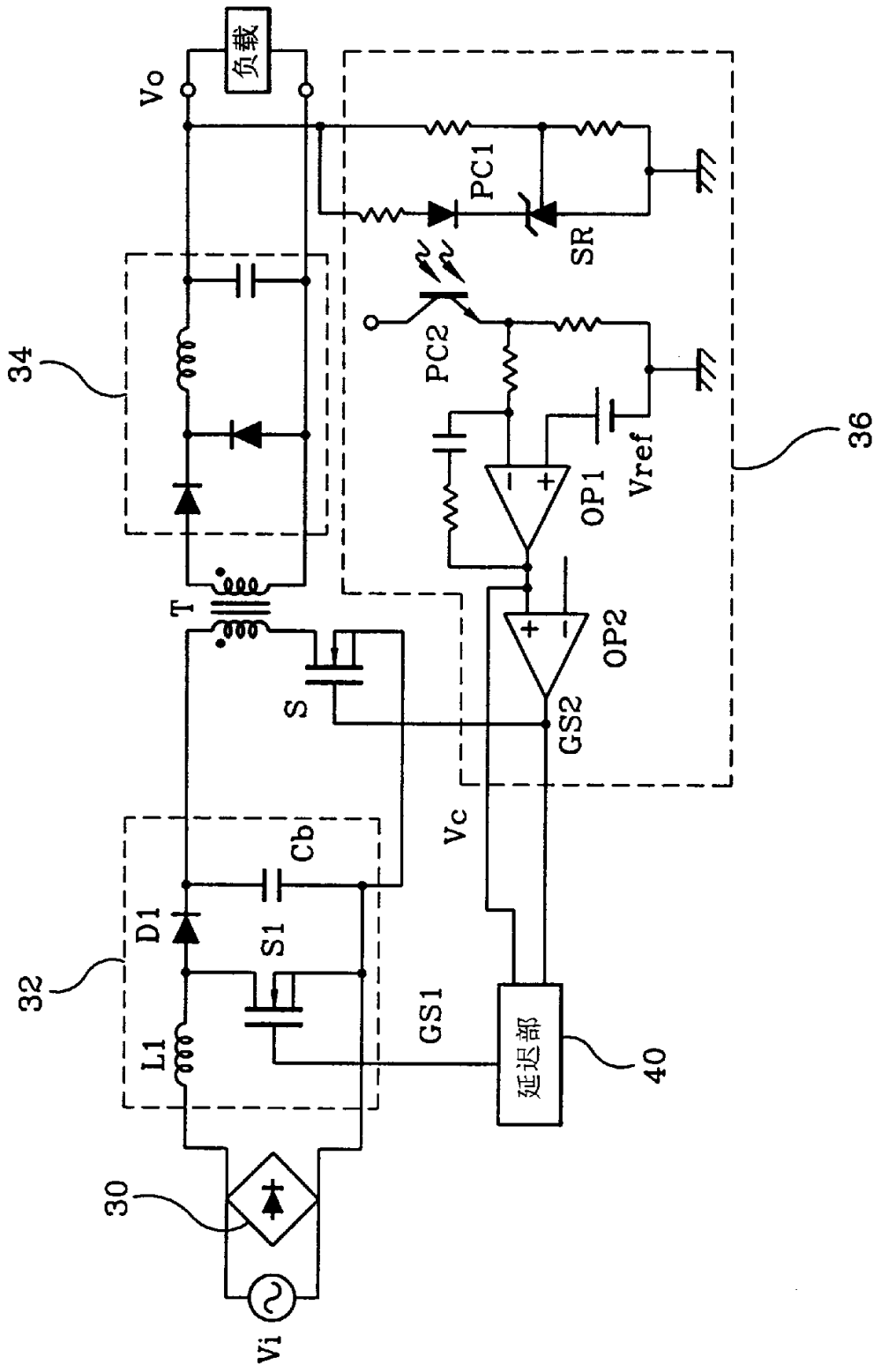
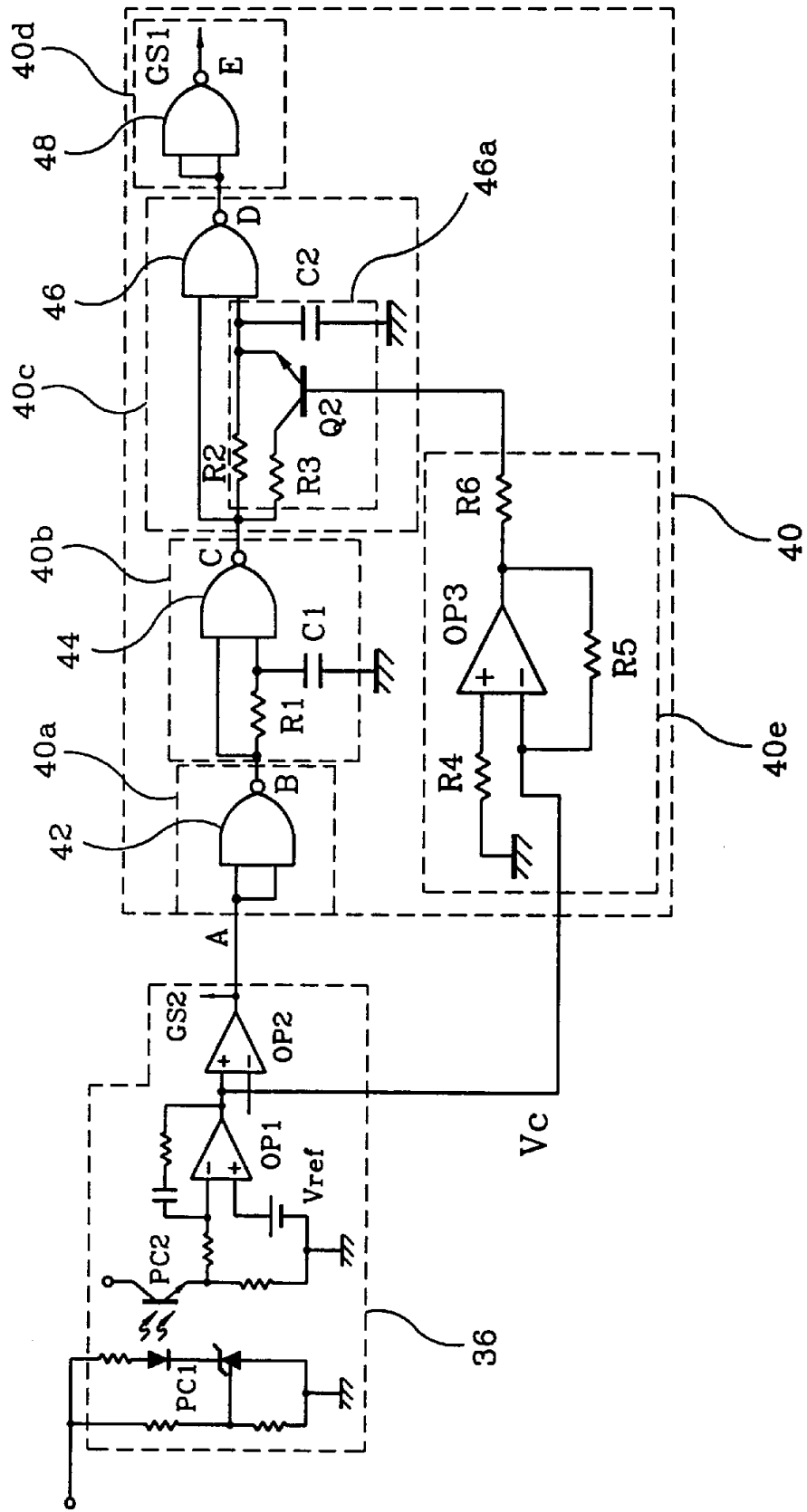


图 3



0001.09

图 4



0001.19

图 5

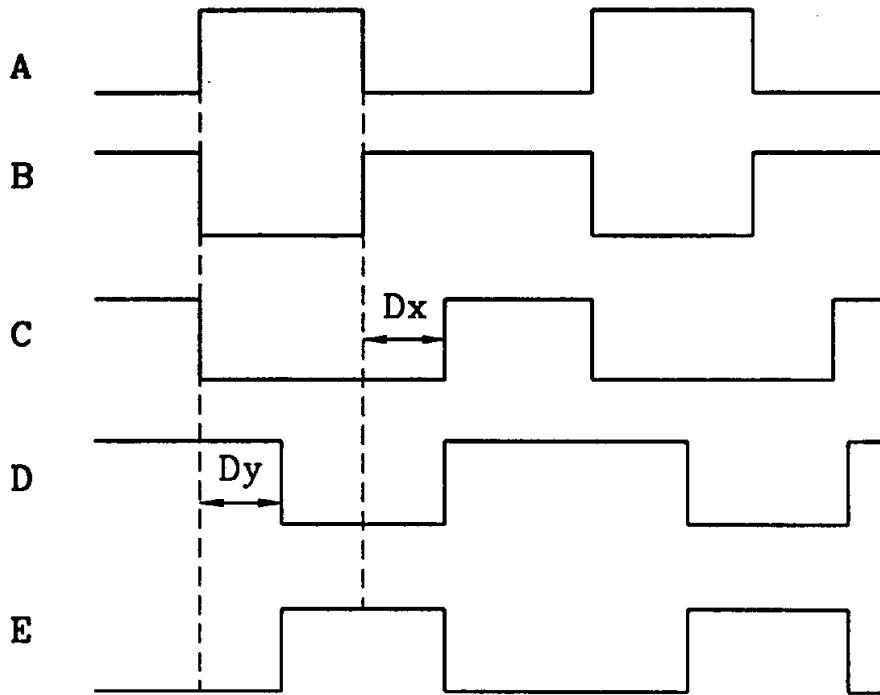


图 6  
(A)

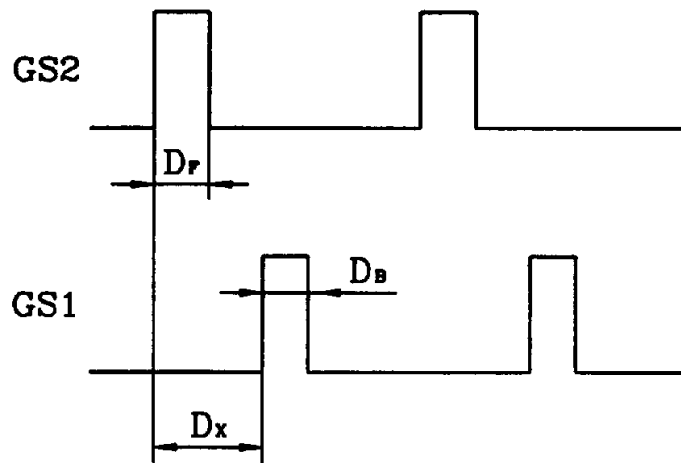


图 6  
(B)

