



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101174794 B

(45) 授权公告日 2010.06.09

(21) 申请号 200710184809.4

CN 1062991 C, 2001.03.07, 全文.

(22) 申请日 2007.10.29

JP 2809463 B2, 1998.10.08, 说明书第 5-17 栏和图 1A、3A、5.

(30) 优先权数据

2006-295535 2006.10.31 JP

审查员 丁东霞

(73) 专利权人 株式会社日立制作所

地址 日本东京都

专利权人 日立空调・家用电器株式会社

(72) 发明人 能登原保夫 田村建司 船山裕治

奥山敦 梅田弘树

(74) 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任

公司 11021

代理人 李贵亮

(51) Int. Cl.

H02M 3/155(2006.01)

H02M 5/44(2006.01)

H02P 27/06(2006.01)

(56) 对比文件

JP 2006-129582 A, 2006.05.18, 全文.

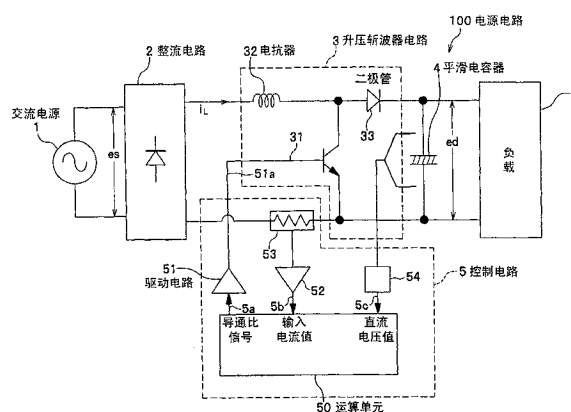
权利要求书 4 页 说明书 13 页 附图 14 页

(54) 发明名称

电源电路及其中使用的控制电路

(57) 摘要

本发明提供一种电源电路,包括:整流电路(2),其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路(3),其基于导通比信号(5a)使所述整流电路的输出电压升压;平滑电路(4),其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;和控制单元(5),其生成所述导通比信号;所述控制单元具备下述功能:生成所述平滑电路的直流电压脉动信息,并且基于所述直流电压脉动信息对所述导通比信号进行修正或变更。



1. 一种电源电路,包括:整流电路,其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路,其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压;平滑电路,其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;和控制单元,其生成所述导通比信号;

所述控制单元包括:输入电流信息生成单元,其对流入到所述整流电路的输入电流进行检测;负载状态信息生成单元,其生成表示与所述平滑电路连接的负载的状态的负载状态信息;和直流电压脉动信息生成单元,其生成所述平滑电路的直流电压脉动信息;

所述控制单元具备下述功能:对应所述负载状态信息来设定系数,基于该系数与所述输入电流之积来生成所述导通比信号,并且基于所述直流电压脉动信息对所述导通比信号进行修正或变更。

2. 根据权利要求1所述的电源电路,其特征在于,

对所述导通比信号进行修正的功能,是从所述导通比信号中减去所述直流电压脉动信息的值的值的功能,

对所述导通比信号进行变更的功能,是当所述直流电压脉动信息为正值时输出所述导通比信号,当所述直流电压脉动信息为负值时将所述导通比信号变更为0或与最小脉冲宽度接近的任意的规定值的功能。

3. 根据权利要求1所述的电源电路,其特征在于,

所述负载状态信息是输入功率、输入电流、直流电压、直流电压脉动幅度、直流电流以及直流功率中的至少任一信息。

4. 根据权利要求1所述的电源电路,其特征在于,

所述控制单元包括:第二导通比信号生成单元,其求出所述负载状态信息所对应的系数与所述输入电流之积,将该乘积作为第一导通比信号,进一步基于所述乘积与所述直流电压脉动信息来生成第二导通比信号;第三导通比生成单元,其将0或与最小脉冲宽度接近的任意的规定值作为第三导通比信号并输出;和

导通比变更单元,其利用所述直流电压脉动信息或所述负载状态信息7的至少一个信息,将所述第一导通比信号、所述第二导通比信号、或所述第三导通比信号作为对所述升压斩波器电路的动作进行规定的所述导通比信号并输出。

5. 根据权利要求1所述的电源电路,其特征在于,

与所述平滑电路连接的负载是马达以及对该马达进行驱动的逆变器电路,

所述负载状态信息是马达转速,

所述系数基于所述负载状态信息与升压比之积进行设定。

6. 根据权利要求1所述的电源电路,其特征在于,

所述直流电压脉动信息由直流电压的脉动成分与脉动修正比例增益之积构成。

7. 根据权利要求6所述的电源电路,其特征在于,

具备根据所述负载状态信息来变更所述脉动修正比例增益的功能。

8. 一种电源电路,包括:整流电路,其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路,其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压;平滑电路,其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;和控制单元,其生成所述导通比信号;

所述控制单元具备下述功能:生成所述平滑电路的直流电压脉动信息,并且基于所述直流电压脉动信息对所述导通比信号进行修正或变更,

所述控制单元包括：输入电流信息生成单元，其对流入到所述整流电路的输入电流进行检测；负载状态信息生成单元，其生成表示与所述平滑电路连接的负载的状态的负载状态信息；和直流电压脉动信息生成单元，其生成所述平滑电路的直流电压脉动信息；

所述控制单元求出与所述负载状态信息对应的系数与所述输入电流之积，并基于该乘积与所述直流电压脉动信息，生成对所述升压斩波器电路的动作进行规定的所述导通比信号。

9. 一种电源电路，包括：整流电路，其将交流电压变换为直流；升压斩波器电路，其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压；平滑电路，其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑；和控制单元，其生成所述导通比信号；

所述控制单元具备下述功能：生成所述平滑电路的直流电压脉动信息，并且基于所述直流电压脉动信息对所述导通比信号进行修正或变更，

所述控制单元包括：输入电流信息生成单元，其对流入到所述整流电路的输入电流进行检测；负载状态信息生成单元，其生成表示与所述平滑电路连接的负载的状态的负载状态信息；第一导通比信号生成单元，其将以对应所述负载状态信息的系数与所述输入电流之积为基础的值作为第一导通比信号；和第二导通比生成单元，其将 0 或与最小脉冲宽度接近的任意的规定值作为第二导通比信号并输出；

所述控制单元利用所述直流电压脉动信息或所述负载状态信息中的至少一个信息，将所述第一导通比信号和所述第二导通比信号的任一方向作为所述导通比信号。

10. 根据权利要求 9 所述的电源电路，其特征在于，

具备：当所述负载状态信息在规定值以下时输出所述第二导通比信号，当所述负载状态信息比规定值大时输出所述第一导通比信号的功能。

11. 根据权利要求 9 所述的电源电路，其特征在于，

具备：当所述直流电压脉动信息为正值时输出所述第二导通比信号，当所述直流电压脉动信息为负值时输出所述第一导通比信号的功能。

12. 一种电源装置，包括：整流电路，其将交流电压变换为直流；升压斩波器电路，其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压；平滑电路，其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑；输入电流信息生成单元，其生成流入到所述整流电路的输入电流；负载状态信息生成单元，其生成表示与所述平滑电路连接的负载的状态的负载状态信息；和控制单元，其求出所述负载状态信息所对应的系数与所述输入电流之积，并基于该乘积生成对所述升压斩波器电路的动作进行规定的所述导通比信号；

所述控制单元包括：导通比修正单元，其检测所述平滑电路的直流电压的脉动成分信息，并且基于所述直流电压脉动信息对所述导通比信号进行修正；导通比变更单元，其基于所述直流电压脉动信息，对所述导通比信号进行变更；和选择单元，其选择所述导通比修正单元的輸出值与所述导通比变更单元的輸出值的任一个作为施加到所述开关元件的导通比信号。

13. 根据权利要求 12 所述的电源装置，其特征在于，

所述导通比修正单元具备通过从所述导通比信号中减去所述直流电压脉动信息来进行修正的功能，所述导通比变更单元具备：当所述直流电压脉动信息为正值时输出所述导通比信号，当所述直流电压脉动信息为负值时将所述导通比信号变更为 0 或与最小脉冲宽

度接近的任意的规定值的功能。

14. 一种控制电路,包括:整流电路,其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路,其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压;和平滑电路,其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;

还具有:输入电流信息生成单元,其对流入到所述整流电路的输入电流进行检测;直流电压检测电路,其对所述平滑电路的直流电压进行检测;和控制单元,其利用所述输入电流、所述直流电压以及设定值,输出所述导通比信号;

将所述输入电流控制为与所述交流电压同步的正弦波状波形,

利用外部端子来设定或变更所述设定值。

15. 一种电源电路,包括:整流电路,其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路,其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压;和平滑电路,其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;该电源电路向与所述平滑电路连接的负载供给直流功率,

还具有:输入电流信息生成单元,其对流入到所述整流电路的输入电流进行检测;直流电压检测电路,其对所述平滑电路的直流电压进行检测;和控制单元,其利用所述输入电流和所述直流电压,输出所述导通比信号;

至少在所述交流电压的周期的半周期的各自的后半期间内,使所述升压斩波器电路的开关动作停止,或将所述导通比信号固定在规定值。

16. 一种电源电路,包括:整流电路,其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路,其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压;和平滑电路,其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;该电源电路向与所述平滑电路连接的负载供给直流功率,

还具有控制单元,其基于流入到所述整流电路的输入电流和所述平滑电路的直流电压,输出所述导通比信号,将所述输入电流的波形控制为与所述交流电压同步的正弦波状,

所述导通比信号根据所述直流电压的脉动成分而变化。

17. 根据权利要求 16 所述的电源电路,其特征在于,

所述导通比信号按照在所述直流电压的脉动成分为正时减少,为负时增加的方式变化。

18. 一种电源电路,包括:整流电路,其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路,其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压;和平滑电路,其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;该电源电路向与所述平滑电路连接的负载供给直流功率,

还具有控制单元,其基于流入所述整流电路的输入电流和所述平滑电路的直流电压,输出所述导通比信号,将所述输入电流的波形控制为与所述交流电压同步的正弦波状,

以比所述交流电压波形的相位超前了 $\pi/2$ 的波形信号对所述导通比信号进行修正。

19. 根据权利要求 18 所述的电源电路,其特征在于,

所述导通比修正信号当所述交流电压为正值时是将所述交流电压的相位偏移了 $\pi/2$ 后的波形的信号,当所述交流电压为负值时是使将所述交流电压的相位偏移了 $\pi/2$ 后的波形反相后的信号。

20. 一种电源电路,包括:整流电路,其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路,其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压;和平滑电路,其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;该电源电路向与所述平滑电路连接的负载供给直流功率,

还具有控制单元,其基于流入到所述整流电路的输入电流和所述平滑电路的直流电压,输出所述导通比信号,将所述输入电流的波形控制为与所述交流电压同步的正弦波状,

所述导通比信号,当所述交流电压为正值时根据将所述交流电压的相位偏移了 $\pi/2$ 后的波形的信号而变化,当所述交流电压为负值时根据使将所述交流电压的相位偏移了 $\pi/2$ 后的波形反相后的信号而变化。

电源电路及其中使用的控制电路

技术领域

[0001] 本发明涉及将交流电压变换为升压后的直流电压的电源电路及控制电路。

背景技术

[0002] 进行单相交流电源的功率因数改善或高次谐波电流抑制的电源电路被广泛使用。其中,使用了具备电抗器 (reactor)、开关元件和二极管的升压斩波器 (chopper) 电路的电源电路,其电路构成以及控制构成简单,被用作不需要向电源再生的逆变器控制装置 (变频空调器等) 等的电源。

[0003] 提出了很多利用升压斩波器电路的功率因数改善方法或高次谐波电流抑制方法。其中,在专利文献 1 中公开了如下方式:不检测成为基准的正弦波电流指令波形和电源相位,而仅利用电源电流瞬时值和比例增益,将输入电流波形控制为与电源电压同步的正弦波波形的方式 (以下称为“基本方式”)。

[0004] 另外,在专利文献 2 和专利文献 3 中,公开了应用专利文献 1 所记载技术的技术。专利文献 2 中,为了解决当减小平滑电容器的电容时直流电压的脉动成分变大的问题,公开了以直流电压的脉动成分对升压斩波器电路的开关元件的导通比信号进行修正,由此降低直流电压的脉动成分的方式。具体而言,进行对导通比信号加上直流电压的脉动成分的修正。通过利用该方式,可降低平滑电容器的电容,实现电源电路的低成本化。

[0005] 在专利文献 3 中,以升压斩波器电路的高效化为目的,公开了使输入电流的最大值附近的开关动作停止的升压比一定控制方式。

[0006] 专利文献 1 和专利文献 2 的记载以在电源周期的整个范围内进行开关动作为前提,但在该整个范围开关方式中,存在开关损耗增加、电路效率降低的问题。因此,升压比一定控制方式是在继承了上述基本方式的想法 (不检测成为基准的正弦波电流指令波形和电源相位) 的同时,使电源电流的最大值附近的开关动作停止来降低损耗的方式。

[0007] 这样,基本方式及其应用技术能以简单的控制构成使升压斩波器电路动作,是优异的控制方法。

[0008] 专利文献 1:特开平 1-114372 号公报

[0009] 专利文献 2:专利第 2809463 号公报

[0010] 专利文献 3:专利第 2796340 号公报

[0011] 专利文献 3 所记载的技术是不检测成为基准的正弦波电流指令波形和电源相位,而使电源电流的最大值附近的开关动作停止的方式,是优异的控制方法,但当电源电路的输出 (直流电压) 侧连接的负载的耗电量增加时,存在输入电流波形的零值附近产生畸变的问题。

[0012] 另外,如上所述,该方式能使输入电流的最大值附近的开关动作停止,可降低开关损耗,但无法实现更进一步降低损耗 (提高效率)。

[0013] 如上所述,专利文献所记载的技术存在当输入电流增大时输入电流波形畸变的问题,并且针对进一步降低损耗的要求无法满足。

发明内容

[0014] 本发明的课题在于,提供一种能够降低输入电流的畸变来降低损耗的电源电路及其中使用的控制电路。

[0015] 为了解决所述课题,本发明的电源电路,包括:整流电路,其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路,其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压;平滑电路,其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;和控制单元,其生成所述导通比信号;所述控制单元包括:输入电流信息生成单元,其对流入到所述整流电路的输入电流进行检测;负载状态信息生成单元,其生成表示与所述平滑电路连接的负载的状态的负载状态信息;和直流电压脉动信息生成单元,其生成所述平滑电路的直流电压脉动信息;所述控制单元具备下述功能:对应所述负载状态信息来设定系数,基于该系数与所述输入电流之积来生成所述导通比信号,并且基于所述直流电压脉动信息对所述导通比信号进行修正或变更。

[0016] 本发明的另一电源电路,包括:整流电路,其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路,其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压;平滑电路,其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;和控制单元,其生成所述导通比信号;所述控制单元具备下述功能:生成所述平滑电路的直流电压脉动信息,并且基于所述直流电压脉动信息对所述导通比信号进行修正或变更,所述控制单元包括:输入电流信息生成单元,其对流入到所述整流电路的输入电流进行检测;负载状态信息生成单元,其生成表示与所述平滑电路连接的负载的状态的负载状态信息;和直流电压脉动信息生成单元,其生成所述平滑电路的直流电压脉动信息;所述控制单元求出与所述负载状态信息对应的系数与所述输入电流之积,并基于该乘积与所述直流电压脉动信息,生成对所述升压斩波器电路的动作进行规定的所述导通比信号。

[0017] 本发明的又一电源电路,包括:整流电路,其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路,其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压;平滑电路,其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;和控制单元,其生成所述导通比信号;所述控制单元具备下述功能:生成所述平滑电路的直流电压脉动信息,并且基于所述直流电压脉动信息对所述导通比信号进行修正或变更,所述控制单元包括:输入电流信息生成单元,其对流入到所述整流电路的输入电流进行检测;负载状态信息生成单元,其生成表示与所述平滑电路连接的负载的状态的负载状态信息;第一导通比信号生成单元,其将以对应所述负载状态信息的系数与所述输入电流之积为基础的值作为第一导通比信号;和第二导通比生成单元,其将0或与最小脉冲宽度接近的任意的规定值作为第二导通比信号并输出;所述控制单元利用所述直流电压脉动信息或所述负载状态信息中的至少一个信息,将所述第一导通比信号和所述第二导通比信号的任一方作为所述导通比信号。

[0018] 本发明的电源装置,包括:整流电路,其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路,其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压;平滑电路,其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;输入电流信息生成单元,其生成流入到所述整流电路的输入电流;负载状态信息生成单元,其生成表示与所述平滑电路连接的负载的状态的负载状态信息;和控制单元,其求出所述负载状态信息所对应的系数与所述输入电流之积,并基于该乘积生成对所述升压斩波器电路的动作进行规定的所述导通比信号;所述控制单元包括:导通比

修正单元,其检测所述平滑电路的直流电压的脉动成分信息,并且基于所述直流电压脉动信息对所述导通比信号进行修正;导通比变更单元,其基于所述直流电压脉动信息,对所述导通比信号进行变更;和选择单元,其选择所述导通比修正单元的输出值与所述导通比变更单元的输出值的任一个作为施加到所述开关元件的导通比信号。

[0019] 本发明的控制电路,包括:整流电路,其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路,其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压;和平滑电路,其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;还具有:输入电流信息生成单元,其对流入到所述整流电路的输入电流进行检测;直流电压检测电路,其对所述平滑电路的直流电压进行检测;和控制单元,其利用所述输入电流、所述直流电压以及设定值,输出所述导通比信号;将所述输入电流控制为与所述交流电压同步的正弦波状波形,利用外部端子来设定或变更所述设定值。

[0020] 本发明的又一电源电路,包括:整流电路,其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路,其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压;和平滑电路,其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;该电源电路向与所述平滑电路连接的负载供给直流功率,还具有:输入电流信息生成单元,其对流入到所述整流电路的输入电流进行检测;直流电压检测电路,其对所述平滑电路的直流电压进行检测;和控制单元,其利用所述输入电流和所述直流电压,输出所述导通比信号;至少在所述交流电压的周期的半周期的各自的后半期间内,使所述升压斩波器电路的开关动作停止,或将所述导通比信号固定在规定值。

[0021] 本发明的又一电源电路,包括:整流电路,其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路,其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压;和平滑电路,其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;该电源电路向与所述平滑电路连接的负载供给直流功率,还具有控制单元,其基于流入到所述整流电路的输入电流和所述平滑电路的直流电压,输出所述导通比信号,将所述输入电流的波形控制为与所述交流电压同步的正弦波状,所述导通比信号根据所述直流电压的脉动成分而变化。

[0022] 本发明的又一电源电路,包括:整流电路,其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路,其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压;和平滑电路,其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;该电源电路向与所述平滑电路连接的负载供给直流功率,还具有控制单元,其基于流入所述整流电路的输入电流和所述平滑电路的直流电压,输出所述导通比信号,将所述输入电流的波形控制为与所述交流电压同步的正弦波状,以比所述交流电压波形的相位超前了 $\pi/2$ 的波形信号对所述导通比信号进行修正。

[0023] 本发明的又一电源电路,包括:整流电路,其将交流电压变换为直流;升压斩波器电路,其基于导通比信号使所述整流电路的输出电压升压;和平滑电路,其使所述升压斩波器电路的输出电压平滑;该电源电路向与所述平滑电路连接的负载供给直流功率,还具有控制单元,其基于流入到所述整流电路的输入电流和所述平滑电路的直流电压,输出所述导通比信号,将所述输入电流的波形控制为与所述交流电压同步的正弦波状,所述导通比信号,当所述交流电压为正值时根据将所述交流电压的相位偏移了 $\pi/2$ 后的波形的信号而变化,当所述交流电压为负值时根据使将所述交流电压的相位偏移了 $\pi/2$ 后的波形反相后的信号而变化。

[0024] (发明效果)

[0025] 根据本发明,可降低输入电流的畸变,降低损耗。

附图说明

- [0026] 图 1 是本发明的第一实施方式的电源电路的构成图；
- [0027] 图 2 是本发明的第一实施方式的运算单元的构成框图；
- [0028] 图 3 是利用了专利文献 2 的技术的动作波形图；
- [0029] 图 4 是本发明的第一实施方式的电源电路的动作波形图；
- [0030] 图 5 是表示本发明的第一实施方式的电源电路的控制电路的一例的外观图；
- [0031] 图 6 是本发明的第二实施方式的电源电路的构成图；
- [0032] 图 7 是表示马达转速与升压比、直流电压的关系的图；
- [0033] 图 8 是表示本发明的第二实施方式的电源电路的一例的外观图；
- [0034] 图 9 是本发明的第三实施方式的运算单元的构成框图；
- [0035] 图 10 是本发明的第三实施方式的动作波形图；
- [0036] 图 11 是本发明的第四实施方式的运算单元的一构成框图；
- [0037] 图 12 是本发明的第四实施方式的运算单元的另一构成框图；
- [0038] 图 13 是本发明的第四实施方式的运算单元的另一构成框图；
- [0039] 图 14 是本发明的第五实施方式的动作说明图；
- [0040] 图 15 是表示本发明的第六实施方式的动作原理的图。
- [0041] 图中：1- 交流电源；2- 整流电路；3- 升压斩波器电路；4- 平滑电容器；5- 控制电路；5a、d、d1、d2、d3、d4- 导通比信号；5b- 直流电流值；5c- 直流电压值；6- 负载；7- 控制电路；7a-PWM 信号；7b- 直流电流检测值；8- 逆变器电路；9- 马达；31- 开关元件；32- 电抗器 (reactor)；21、33- 二极管；50、70- 运算单元；51、71- 驱动电路；52- 放大电路；53- 分流电阻；54- 直流电压检测电路；50A- 升压比一定控制部；50B、50C、50D、50E- 直流电压脉动修正部；71a- 驱动信号；73- 分流电阻；80- 转速推断单元；100- 电源电路；500、501、502- 滤波单元；503、508- 导通比变更单元；504、506、507- 判定单元；505- 选择电路。

具体实施方式

[0042] (第一实施方式)

[0043] 利用图 1～图 5,对本发明的第一实施方式进行说明。图 1 是本实施方式的电源电路的构成图,图 2 是表示控制内容的构成框图,图 3、4 是动作波形,图 5 是表示电源电路中使用的控制电路的利用方式的一例的外观图。

[0044] 首先,利用图 1,对电源电路的构成和动作进行说明。电源电路 100 与交流电源 1 连接,具备被输入交流电压 e_s 的整流电路 2、升压斩波器电路 3、平滑电容器 4、控制电路 5,向与平滑电容器 4 的输出端子连接的负载 6 供给直流电。

[0045] 在此,升压斩波器电路 3 具备:一端与整流电路连接的电抗器 32、阳极与电抗器 32 的另一端连接的二极管 33、将电抗器 32 的另一端短接的开关元件 31,该升压斩波器电路 3 是利用开关元件 31 的开关动作和电抗器 32 的能量蓄积效应来使输入电压升压,并将该电压施加到平滑电容器 4 上的电路。这里,开关元件 31 使用 IGBT 或晶体管等自毁型元件,根据来自控制电路 5 的驱动信号 51a 而被驱动。

[0046] 控制电路 5 包括:电源电流检测电路、直流电压检测电路 54、运算单元 50、驱动电

路 51。作为输入电流信息生成单元的电源电流检测电路利用分流电阻 53 和放大电路 52，检测流入到升压斩波器电路 3 的电抗器电流 i_L ，将输入电流值 5b 输出。此外，电抗器电流 i_L 是对整流电路 2 的输入电流进行全波整流后的值，因此，输入电流值 5b 成为对流入到整流电路 2 的电流值进行实质测定得到的值。直流电压检测电路 54 检测作为平滑电容器 4 的端子电压的直流电压 e_d ，并输出直流电压值 5c，例如，通过由电阻器分压来实现。运算单元 50 根据输入电流值 5b 和直流电压值 5c 对导通比信号 5a 进行运算，该导通比信号 5a 对开关元件 31 进行控制。驱动电路 51 对导通比信号 5a 进行放大，输出对开关元件 31 进行驱动的驱动信号 51a。

[0047] 运算单元 50 使用了以单片微型电子计算机为代表的半导体运算元件（以下称为“微机”），输入电流值 5b 和直流电压值 5c 利用微机内置的 A/D 变换器变换为数字值，以进行运算。导通比信号 5a 利用微机内置的 PWM 定时器以 PWM 脉冲信号形式输出。此外，在本实施方式中，对利用了微机的数字运算进行说明，但也可使用利用了晶体管、运算放大器和比较器等的模拟运算电路等的运算单元。

[0048] 下面，利用图 2，对运算单元 50 内执行的运算的内容进行说明。这里，描述利用输入电流值 5b 和直流电压值 5c 来算出导通比信号 5a 的部分，根据算出的导通比信号 5a 利用 PWM 定时器来生成 PWM 脉冲信号的部分由于是微机的功能因而省略。

[0049] 图 2 的控制框图包括：升压比一定控制部 50A、作为本实施方式的特征构成的直流电压脉动修正部 50B。

[0050] 升压比一定控制部 50A 具备“基本方式”和“升压比一定控制方式”，“基本方式”是指，不检测成为基准的正弦波电流指令和电源相位，而利用输入电流瞬时值（绝对值） $|i_s|$ 与比例增益 K_p 之积，将输入电流波形控制为与电源电压同步的正弦波波形的形式，“升压比一定控制方式”是指，为了降低开关损耗，使输入电流的最大值附近的开关动作停止的方式。

[0051] 这里，对基本方式和升压比一定控制方式进行简单说明。

[0052] 返回图 1，设电抗器 32 的电感为 L ，设交流电源 1 的交流电压（瞬时值）为 v_s ，设平滑电容器 4 两端的直流电压（瞬时值）为 e_d 。此时，设开关元件 31 导通时流动的输入电流（瞬时值）为 i_{ON} ，设截止时流动的输入电流（瞬时值）为 i_{OFF} ，则公式 1 如下。

[0053] 【公式 1】

$$[0054] \quad i_{ON} = \int \frac{v_s}{L} dt i_{OFF} = \int \left(\frac{v_s - e_d}{L} \right) dt \quad \dots\dots\dots (1)$$

[0055] 每次开关转换的电流变化如公式 2 所示。

[0056] 【公式 2】

$$[0057] \quad dis/dt = 1/L (v_s - e_d \frac{t_{OFF}}{t_{ON} + t_{OFF}}) \quad \dots\dots\dots (2)$$

[0058] 由此，输入电流（瞬时值） i_s 可由公式 3 表示。

[0059] 【公式 3】

$$[0060] \quad i_s = 1/L \int \{v_s - (1-d)e_d\} dt \quad \dots\dots\dots (3)$$

[0061] 这里， d 是开关元件 31 的导通比（导通时间的比率）。这里，设

$$[0062] \quad d = 1 - K_p \cdot |i_s| \quad \dots\dots\dots (4),$$

[0063] 1 : 100%导通比, K_p : 电流控制增益, 设 $v_s = V_m \sin \omega t$, 则如公式 4 所示。

[0064] 【公式 4】

[0065]

$$i_s = \frac{V_m}{L} \frac{1}{\omega^2 + \alpha^2} (\alpha \sin \omega t - \cos \omega t) + I_a e^{-\alpha t} \dots\dots\dots (5)$$

[0066] 这里, I_a 是 i_s 的初始值, α 是 $K_p E_d/L$ 。

[0067] 此时, 例如, 若设 $L = 0.3\text{mH}$, $E_d = 150\text{V} \sim 300\text{V}$, $K_p = 0.1 \sim 0.8$, 则 $\alpha = 50000 \sim 80000$, 则可近似为:

$$i_s = (\sqrt{2}) V_s \cdot \sin \omega t / (K_p \cdot E_d) \dots\dots\dots (6)$$

[0069] 这里, V_s : 电源电压 (有效值), E_d : 直流电压 (平均值); ω : 电角频率。

[0070] 根据式 (6) 可知, 即使没有电源电压波形等基准波形, 输入电流 i_s 也会成为与电源电压 V_s 同步的正弦波。这是基本方式的原理。

[0071] 在基本方式中, 由直流电压偏差来确定上述比例增益 K_p , 由此, 可控制直流电压 (平均值) E_d 的控制。

[0072] 这里, 若对式 (6) 进行变形, 则

$$K_p \cdot i_s = (\sqrt{2}) V_s \cdot \sin \omega t / E_d \dots\dots\dots (7),$$

[0074] 式 (7) 表示了瞬时的升压比。

[0075] 这里, 若以有效值基础来考虑升压比 a , 则

$$K_p \cdot i_s = 1/a \dots\dots\dots (8),$$

[0077] 这里, I_s : 输入电流 (有效值),

[0078] 若将 $K_p \cdot I_s$ 控制为一定, 则直流电压 (平均值) E_d 可控制为电源电压 (有效值) V_s 的 a 倍。

[0079] 基于以上方法, 通过下式得到导通比信号 $d1$ 。

$$d1 = 1 - K_p \cdot |i_s|, K_p = 1/(a \cdot I_s) \dots\dots (9)$$

[0081] 即, 当输入电流 $|i_s|$ 超过 $a \cdot I_s$ 时, 导通比信号 $d1$ 成为 0%, 开关动作停止。由此, 在电源电压的最大值附近 (输入电流超过 $a \cdot I_s$ 的区域), 输入电流成为没有斩波的波形, 可实现开关损耗的降低。这是升压比一定控制的原理。

[0082] 通过所述的控制, 可不检测成为基准的正弦波电流指令波形和电源相位, 而利用输入电流瞬时值和比例增益, 将输入电流波形控制为与电源电压同步的正弦波波形, 使输入电流的最大值附近的开关动作停止。

[0083] 若将式 (1) ~ 式 (9) 表示为框图, 则如图 2 的升压比一定控制部 50A 所示。这里, 输入电流 (有效值) I_s 是利用滤波单元 500 来算出输入电流值 5b, 但也可算出平均值用平均值来控制。另外, 升压比 a 可使用预先设定的值。当然, 也可采用在开关动作中可变更的构成。

[0084] 另外, 在该构成框图中, 在导通比信号 d 的运算中, 如式 (1) 和式 (9) 所示, 从作为最大导通比的 1 (100%) 中, 减去输入电流瞬时值 (绝对值) $|i_s|$ 与比例增益 K_p 之积进行运算, 但在实际的 PWM 定时器设定中, 若认为输入电流瞬时值 (绝对值) $|i_s|$ 与比例增益 K_p 之积的值为截止时间的比率来设定, 则无需从作为最大导通比的 1 中将其减去。

[0085] 另外, 直流电压脉动修正部 50B 利用滤波单元 501 对检测出的直流电压值 5c 算出

直流电压平均值,并从直流电压值 5c 中减去直流电压的平均值,从而,提取直流电压值 5c 所包含的直流电压的脉动成分 Δed 。进而,构成为:将提取出的直流电压的脉动成分 Δed 与变更其大小的脉动修正比例增益 K_e 之积从所述升压比一定控制部 50A 算出的导通比信号 d1 中减去。

[0086] 这里,脉动修正比例增益 K_e 是调节直流电压的脉动成分 Δed 的反馈量的值。希望根据平滑电容器 4 的静电电容或负载的耗电量来调整该值。另外,也可以具有根据负载的耗电量而在动作中进行变更的功能。另外,负载的耗电量可直接检测消耗的直流电,也可根据直流电压和直流电流进行计算,还可利用直流电压脉动幅度、输入电流或直流电流来代替或推断。

[0087] 如上所述,本实施方式通过对升压比一定控制部 50A 和作为特征构成的直流电压脉动修正部 50B 进行组合而实现。这里,在式 (10) 中表示算出最终的导通比信号 d 的式子。

$$[0088] \quad d = 1 - K_p \cdot |i_s| - K_e \cdot \Delta ed \quad \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (10)$$

$$[0089] \quad K_p = 1/(a \cdot i_s) \quad \Delta ed = ed - ed_0$$

[0090] 这里, ed : 直流电压 (瞬时值), ed_0 : 直流电压 (平均值)

[0091] 此时,优选使导通比信号 d 按照在直流电压的脉动成分 Δed 为正时减少、为负时增加的方式变化。

[0092] 利用图 3、4 的动作波形,对本实施方式的效果进行描述。此外,动作条件是电源电压 200V、输入电流 (有效值) 16A。

[0093] 图 3(a) 是仅利用升压比一定控制部 50A 来使本实施方式的电源电路动作时的各部的动作波形,图 3(b) 是其输入电流的高次谐波分析结果。图 4(a) 是利用本实施方式进行动作时的动作波形,图 4(b) 是其输入电流的高次谐波分析结果。动作波形从上面开始为直流电压 ed 、电源电压 es 、输入电流 i_s 、电抗器电流 i_L 。此外,在输入电流的高次谐波分析结果 (图 3(b)、图 4(b)) 中还一并表示标准值 (IEC61000-3-2)。

[0094] 如图 3 所示,若仅利用升压比一定控制部 50A 使电源电路动作,则在输入电流 i_s 的零点附近 (A 点) 会产生畸变 (阶差)。由此,输入电流的高次谐波成分也增加,无法满足标准值。认为这是在式 (5) 中,当增大电感 L 时,电流相位延迟,输入电流值未下降至零而产生畸变。即,图 3(a) 所示的电抗器电流 i_L 其最小电流从零电平 (0) 上升了 ΔV 导致输入电流 i_s 畸变。对此,在本实施方式中,如图 4 所示,可抑制输入电流波形的零值附近的畸变 (阶差),还可降低输入电流的高次谐波成分,从而达到满足标准值的电平。不过,直流电压脉动的振幅会略微增加。

[0095] 本实施方式的直流电压脉动修正的构成采用了与专利文献 2 所记载的直流电压脉动修正方式类似的构成,但起到完全相反的作用。即,专利文献 2 所记载的技术,通过在以基本方式算出的导通比信号上加上直流电压的脉动成分,从而将直流电压的脉动成分反馈,使输入电流畸变,来抑制直流电压脉动。对此,在本实施方式中,从通过升压比一定控制算出的导通比信号中减去直流电压的脉动成分,从而使直流电压的脉动成分增加,来抑制输入电流波形的零值附近的畸变。

[0096] 如上所述,本实施方式解决专利文献所记载技术即升压比一定控制部 50A 的课题,可实现抑制输入电流波形畸变来降低高次谐波电流的电源电路。

[0097] 下面,利用图 5,对使本实施方式的电源电路动作的控制电路的利用方式的一例进

行说明。

[0098] 本利用方式是使图 1 所示的控制电路 5 混合集成电路化后的物体的外观图。其中,从更换零件和应对噪声方面考虑,希望分流电阻 53 并非设置在混合集成电路内,而设置在与开关元件 31 等功率电路零件同样的位置。

[0099] 图 1 所示的控制电路 5 的输入输出端子有输入电流检测端子、直流电压检测端子以及驱动信号输出端子这三个端子,此外,通过设置升压比设定变更端子、脉动修正比例增益变更端子、检测所连接的负载的状态的负载状态信息检测端子以及功能等,可实现进一步增加了通用性的混合集成电路。

[0100] 通过利用以上的方法,可抑制输入电流波形畸变,进而,控制电路 5 在电源周期的半周期的各自的后半部分使开关动作停止,或者以一定导通比使其动作,从而可提高电路效率。

[0101] 另外,通过制作利用了本实施方式的控制基板(混合集成电路或模块 IC),使电源电路的控制简单,可增进高功率因数或能抑制高次谐波电流的电源电路的产品应用。

[0102] (第二实施方式)

[0103] 下面,参照图 6~图 8,对第二实施方式的构成进行说明。

[0104] 图 6 是本实施方式的构成图,图 7 是在负载状态下改变升压比的动作说明图,图 8 是表示本实施方式的利用方式的一例的外观图。下面,对与第一实施方式相同的部件标注相同标记并省略说明。

[0105] 图 6 的构成是:连接包括马达 9 以及逆变器电路 8 的马达驱动电路,作为本实施方式的电源电路的负载,使本实施方式的电源电路的控制电路与逆变器电路的控制电路一体化。换言之,图 6 所示的控制电路 7 使用微机,采用以一个微机对电源电路和逆变器电路进行控制的构成。

[0106] 仅对与第一实施方式的不同之处进行说明。逆变器电路 8 是包括 IGBT 和二极管的逆变器电路,马达 9 是永磁体同步马达。

[0107] 另外,升压斩波器电路的构成与第一实施方式不同,但在该电路构成中也能进行与第一实施方式同样的动作。这里,整流电路 2 内的二极管 21、22 除电源的整流动作之外,还进行与第一实施方式的升压斩波器电路 3 的二极管 33(图 1)同样的动作。换言之,二极管 21、22 进行两个动作,通过采用该电路结构,可降低一个二极管量的损耗。

[0108] 控制电路 7 控制本实施方式的电源电路和逆变器电路,在微机(运算单元 70)中,进行第一实施方式中说明的电源电路的控制运算和逆变器电路的控制运算。

[0109] 关于电源电路的控制电路 5(图 1)的构成在第一实施方式中已作说明,因此这里对逆变器电路 8 的控制电路的构成进行简单说明。

[0110] 在本实施方式的马达控制中,由于进行无马达电流传感器、无位置传感器的向量控制,因此,从逆变器电路 8 检测出的只有设置在直流侧的分流电阻 73 中流动的直流电流。具体而言,以放大电路 72 对分流电阻 73 上产生的电压进行放大,并用微机的 A/D 变换器将其取入并作为直流电流检测值 7b。另外,施加到逆变器电路的开关元件的 PWM 信号 7a 通过驱动电路 71 而作为驱动信号 71a 施加给逆变器电路。

[0111] 另外,运算单元 70 内包括推断马达 9 的马达转速的转速推断单元 80,虽未图示,但内置有第一实施方式中说明的电源电路的控制单元、无马达电流传感器以及无位置传感器

的向量控制单元,可相互进行内部值的信息交换。此外,转速推断单元 80 起到负载状态信息生成单元的功能。

[0112] 下面,利用图 7,对根据负载的状态来改变升压比 a 的方法进行说明。基本上,可与第一实施方式同样地固定升压比 a ,但考虑进一步提高效率和马达控制的稳定化,根据负载的状态来改变升压比 a 。

[0113] 在本实施方式中,作为一例,对根据作为负载状态信息的马达转速来改变升压比 a 的内容进行说明。图 7 在横轴上表示马达转速,在纵轴上表示升压比 a 以及直流电压(平均值) E_d 。如图 7 所示,在马达转速低的区域也就是在负载少的状态下,降低升压比 a 进行运转。在该情况下,可将直流电压抑制得较低,因此,电源电路的开关损耗等降低,也可以进一步降低逆变器电路以及马达的损失,可实现高效率动作。不过,在该情况下,输入电流波形其高次谐波成分增加,电源功率因数也降低。因此,升压比 a 的设定要考虑损耗和电源功率因数的关系进行设定。

[0114] 若马达转速(控制电路的负载)进一步增加,则输入电流的高次谐波成分达不到标准值,功率因数有可能大幅度下降。另外,直流电压 E_d 也会下降。因此,若随着马达转速(控制电路的负载)的增加,增加升压比 a ,则可根据马达转速(负载)始终进行高效运转。

[0115] 在本实施方式中,随着马达转速(负载)来阶梯状改变升压比 a ,但在实际动作中,如虚线所示设置了滞后。另外,升压比 a 的变更可线性变更或利用某函数进行变更。进而,还可利用升压比 a 来进行转速控制。换言之,也可改变升压比 a 使直流电压可变,从而来进行马达转速控制。

[0116] 这里,本实施方式以利用了向量控制的逆变器电路进行了说明,但利用以往广泛使用的 120 度通电控制型逆变器电路也可得到同样的效果。

[0117] 另外,将马达转速作为负载状态信息进行了变更,例如是根据输入电流、直流电流、直流电压、直流功率、直流电压脉动幅度、输入功率、转矩、逆变器电路的峰值比率以及逆变器导通比等的负载的状态而变化的值即可。另外,也可并用两个以上的上述值。

[0118] 图 8 中作为本实施方式的利用方式的一例表示了将电源电路、逆变器电路 8 和控制电路 7 一体化后的模块的外观图。

[0119] 该模块是将 IGBT 或二极管等功率类半导体以裸片方式安装在下部,并将控制电路配置在上部的基板上的一体模块。

[0120] (第三实施方式)

[0121] 利用图 9、10 对本发明的第三实施方式进行说明。本实施方式的电源电路的构成与利用图 1 说明的构成同样,不同的部分仅在于运算单元 50 的内部构成。

[0122] 图 9 中表示本实施方式的构成框图,图 10 表示利用了本实施方式时的动作波形。本实施方式在利用了第一实施方式所示的升压比一定控制方式时,利用直流电压的脉动成分,在电源周期的半周期的各自的后半部分使开关动作停止,从而在专利文献 2 所记载的技术以及第一实施方式的构成基础上可提高电源电路的效率。此外,在本实施方式中,以所述的升压比一定控制方式为基础进行了说明,但应用于基本方式也能动作。

[0123] 对图 9 的控制框图进行说明。由于升压比一定控制部 50A 与第一实施方式相同因此省略说明。本实施方式的特征构成在于直流电压脉动修正部 50C,其对由升压比一定控制部 50A 算出的导通比信号 $d1$ (第一导通比信号),根据直流电压的脉动成分的正或负来变更

导通比信号。

[0124] 直流电压脉动修正部 50C 构成为包括：与第一实施方式的直流电压脉动修正部 50B 同样输入直流电压值 $5c$ ，利用滤波单元 502 求出直流电压的平均值，同时对该平均值与直流电压值 $5c$ 的差分进行运算，提取出直流电压的脉动成分 Δed 的单元；和判定提取出的直流电压的脉动成分 Δed 的符号来改变导通比信号 d 的导通比变更单元 503。

[0125] 导通比变更单元 503 在采用该构成时，在直流电压的脉动成分为正的情况下，将导通比信号 d 设定为“0”，在直流电压的脉动成分为负的情况下，输出由所述升压比一定控制部 50A 算出的导通比信号 $d1$ 。在以这种方式动作时，开关动作在电源周期的半周期的各自的后半期间停止。图 10 中表示此时的动作波形。

[0126] 图 10 与图 3、图 4 同样，表示了动作波形与输入电流波形的高次谐波分析结果。动作波形从上开始表示了直流电压 ed 、电源电压 es 、输入电流 is 、电抗器电流。动作条件为电源电压 200V、输入电流有效值 7A。

[0127] 如图 10 所示，输入电流波形在每个电源周期的后半周期部分成为没有开关动作的波形，高次谐波也增加。但是，在该开关方式下，比较低次成分增加，因此在一定程度的电流范围内满足标准值。因此，可作为仅以轻负载进行动作的电源电路来使用。

[0128] 另外，若追加在输入电流值（负载状态）低至一定程度的状态下使用该控制，而在高负载时使该控制（导通比变更单元 503 的动作）停止并切换到通常控制的功能，则可作为更大功率容量的电源电路使用。在第四实施方式中说明该内容。

[0129] 本实施方式着眼于直流电压的脉动成分与电源相位大致同步，利用直流电压的脉动成分的正 / 负来设置开关动作的停止期间。换言之，利用本方式，可不对电源相位进行直接检测而以规定的电源相位停止开关动作。

[0130] 另外，本实施方式在图 1 的电源电路 100 中进行了说明，但采用第二实施方式中说明的图 6 的电路构成也能进行同样的动作。

[0131] 进而，在本实施方式中，描述了当直流电压的脉动成分为正时将导通比信号的值变更为“0”，但未必要将导通比信号设定为“0”，也可设定为与最小脉冲宽度接近的任意的规定值。

[0132] （第四实施方式）

[0133] 第一实施方式描述了以直流电压的脉动成分抑制输入电流的零值附近的畸变（阶差）的方法。在第三实施方式中，描述了利用直流电压的脉动成分来改变导通比信号，使电源周期的半周期的各自的后半部分的开关动作停止的方法。

[0134] 在第四实施方式中，对组合了上述方法的控制方法进行说明。图 11、12 以及 13 中表示三个控制框图。

[0135] 图 11 所示的构成为：在图 9 所示的第三实施方式的升压比一定控制部 50A 上追加第一实施方式中说明的直流电压脉动修正部 50B，改变图 9 所示的直流电压脉动修正部 50C 的一部分后的构成。不同之处在于，对导通比变更单元 503 的变更的基准值利用直流电压的脉动成分和输入电流（有效值） I_s 的大小。因此，所述直流电压脉动修正部 50C 被变更为追加了判定单元 504 后的直流电压脉动修正部 50D。

[0136] 这里，对追加的判定单元 504 的动作进行说明。在第三实施方式中，仅根据直流电压的脉动成分的正 / 负进行了变更，但在本实施方式中，根据直流电压的脉动成分的正 / 负

和输入电流（有效值） I_s 的大小的与条件进行动作。在本实施方式中，设输入电流（有效值） I_s 的大小的设定值为 5[A]。

[0137] 另外，在本实施方式中，也可如第二实施方式中说明的那样根据负载状态来改变升压比。换言之，例如，当输入电流（有效值） I_s 在 5[A] 以下时，将升压比 a 固定在最低值，与第三实施方式同样，进行使电源周期的半周期的各自的后半部分的开关动作停止的动作，当输入电流（有效值） I_s 在 5[A] 以上时，使导通比变更单元 503 的导通比变更动作停止，切换到升压比一定控制方式的动作，若输入电流（有效值） I_s 进一步增加，则如在图 7 的说明中描述的那样，可进行根据输入电流（有效值） I_s 来改变升压比 a 的控制。

[0138] 图 12 所示的方式是包括图 2 所示的第一实施方式的控制方式和图 9 所示的第三实施方式的控制方式，并根据负载的状态来选择导通比信号的方式。

[0139] 利用图 12 对导通比信号的选择方法进行说明。在图 12 中，作为选择单元的选择电路 505 根据判定单元 506 的选择信号，对来自直流电压脉动修正部 50B 的导通比信号和来自直流电压脉动修正部 50C 的导通比信号进行切换，并作为导通比信号 5a 进行输出。判定单元 506 例如检测输入电流 I_s ，并根据其大小来输出选择信号。

[0140] 图 13 是可获得与图 12 同样的效果的控制框图。与图 12 不同的部分是直流电压脉动修正部 50E。直流电压脉动修正部 50E 构成为：在图 12 所示的直流电压脉动修正部 50C 上追加判定单元 507，将导通比变更单元 503 变更为 3 输入 1 输出的导通比变更单元 508。即，导通比变更单元 508 切换：升压比一定控制部 50A 所输出的导通比信号 d_1 、直流电压脉动修正部 50B 所输出的导通比信号 d_2 、固定值“0”的导通比信号 d_3 。

[0141] 这里，在本实施方式（3 例）中，作为表示负载的状态的信号使用了输入电流 I_s ，但若例如是根据直流电流、直流电压、直流电压脉动幅度、直流功率、输入功率、马达转速、转矩、逆变器电路的峰值比率以及逆变器导通比等的负载的状态而变化的值即可。另外，也可并用这些值中的两个以上任意值。

[0142] 通过使用以上三种方法，可在负载的状态低至某一程度的状态下进行第三实施方式中说明的高效率动作，在中高负载时进行在第一实施方式或第二实施方式中说明的电流波形畸变抑制动作，从而扩展了本实施方式的电源电路的应用范围。

[0143] （第五实施方式）

[0144] 利用图 14 对第五实施方式进行说明。图 14 中横轴表示输入电流，纵轴表示图 2 所示的脉动修正比例增益 K_e 。本实施方式是能以第一实施方式的图 2 中说明的控制结构进行第三实施方式中说明的动作的方式。

[0145] 具体而言，如图 14 所示，在低输入时将脉动修正比例增益 K_e 的增益设定为大至某一程度。由此，低输入时直流电压的脉动成分被过大地反馈，在电源周期的半周期的各自的后半部分导通比变为 0。

[0146] 如上所述，仅通过改变脉动修正比例增益 K_e 的增益，就能在输入电流值（负载状态）低至某一程度的状态下进行第三实施方式中说明的高效率动作，在高负载时进行第一和第二实施方式中说明的电流波形畸变抑制动作。

[0147] 在本实施方式中，说明了将脉动修正比例增益 K_e 变更为大至某一程度的内容，但作为其他方法，若与图 7 所示的升压比 a 同样根据负载状态进行变更，则可变更直流电压的脉动成分的反馈量，还可调整开关动作停止的期间。

[0148] 另外,当采用图 5 或图 8 所示的混合集成电路或模块时,需要根据所连接的平滑电容器的静电电容或负载电容来改变脉动修正比例增益 K_e ,因此希望具有可从外部调整的功能。

[0149] (第六实施方式)

[0150] 所述各实施方式基于直流电压的脉动成分的值使导通比变化,但也可对导通比的变化量进行运算。

[0151] 使导通比 d 包含电流相位修正量 Δd ,将

$$[0152] \quad d = 1 - K_p \cdot I_s + \Delta d \quad \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (11)$$

[0153] 代入式 (4) 中,若设 $v_s = V_m \sin \omega t$,则

$$[0154] \quad i_s = (V_m / L) \{ 1 / (\omega^2 + \alpha^2) \} (\alpha \sin \omega t - \omega \cos \omega t) + E d / L \cdot \Delta d + I_0 e^{-\alpha t} \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (12)$$

[0155] 此外, I_0 是 i_s 的初始值, α 是 $(K_p \cdot E d) / L$ 。

[0156] 这里,为了使电流相位与电源相位同相,生成电流相位修正量导通比 Δd ,使 $\cos \omega t$ 成分为“0”。

$$[0157] \quad i_s = (V_m / L) \{ \alpha / (\omega^2 + \alpha^2) \} \sin \omega t - (V_m / L) \{ \omega / (\omega^2 + \alpha^2) \} \cos \omega t + E d / L \cdot \Delta d = 0$$

$$[0158] \quad \text{即,设 } \Delta d = (V_m / E d) \{ \omega / (\omega^2 + \alpha^2) \} \cos \omega t$$

$$[0159] \quad = K_e \cos \omega t \quad \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (13)$$

[0160] 即可。这里, $K_e = (V_m / E d) \{ \omega / (\omega^2 + \alpha^2) \}$ 。

[0161] 接着,利用图 15,利用原理式 (13),对实际上利用电流相位修正量导通比 Δd 来除去输入电流 i_s 的畸变的方法进行说明。

[0162] 图 15(a) 表示电源电压 $v_s = \sqrt{2} V_s \cdot \sin \omega t$ 和使其相位偏移 $\pi/2$ 后的 $\cos \omega t$ 的波形,图 15(b) 表示整流电路 2 的输出电压波形 $|v_s|$ 。图 15(c) 是 $\Delta d = K_e \cos \omega t$ 的波形。其中,记载了根据电源电压 V_s 的极性使本波形的极性反相。即,当电源电压为正值时,是使电源电压的相位偏移 $\pi/2$ 后的波形的信号 ($K_e \cos \omega t$),当电源电压为负值时,成为将使电源电压的相位偏移了 $\pi/2$ 后的波形反相的信号 ($-K_e \cos \omega t$)。

[0163] 在原理式 (考虑交流的情况下) 中,以 $\Delta d = K_e \cos \omega t$ 的信号进行修正即可,但实际的导通比生成如图 15(b) 所示的电源电压波形那样考虑整流后的直流,因此,电流相位修正量导通比 Δd 也需要根据电源电压的极性来使其极性反相而生成。因此,实际的电流相位修正量导通比 Δd 成为图 15(c) 所示的波形。

[0164] 因此,根据式 (13) 的 ($\Delta d = K_e \cos \omega t$),如图 15(c) 所示的波形那样生成电流相位修正量导通比 Δd ,若对导通比 d 进行修正,则即使在电抗器的电感大的情况下也能防止输入电流畸变。

[0165] 这里,若关注图 15(c) 的波形,则可知在电源半周期的前半部分使电流相位修正量导通比 Δd 增加 (上升) 在半周期的后半部分使其减少 (下降) 即可。若在图 15(d) 中表示直流电压脉动成分 $\Delta e d$,则电流相位修正量导通比 Δd 与直流电压脉动成分成为大致同步的波形,对电流相位修正量导通比 Δd 利用与直流电压脉动成分 $\Delta e d$ 对应的信号,也可期待抑制输入电流畸变的效果。如上所述,利用了直流电压脉动成分的方式是上述各实施方式。

[0166] (变形例)

[0167] 本发明并不限于所述各实施方式,例如可进行如下的变形。

[0168] (1) 在所述各实施方式中,将负载状态信息设为马达转速,但也可将输入功率、输入电流、直流电压、直流电压脉动幅度、直流电流、直流功率、旋转转矩、逆变器电路输入、逆变器电路输出、逆变器导通比、以及逆变器电路的峰值比率的至少一个作为负载状态信息。

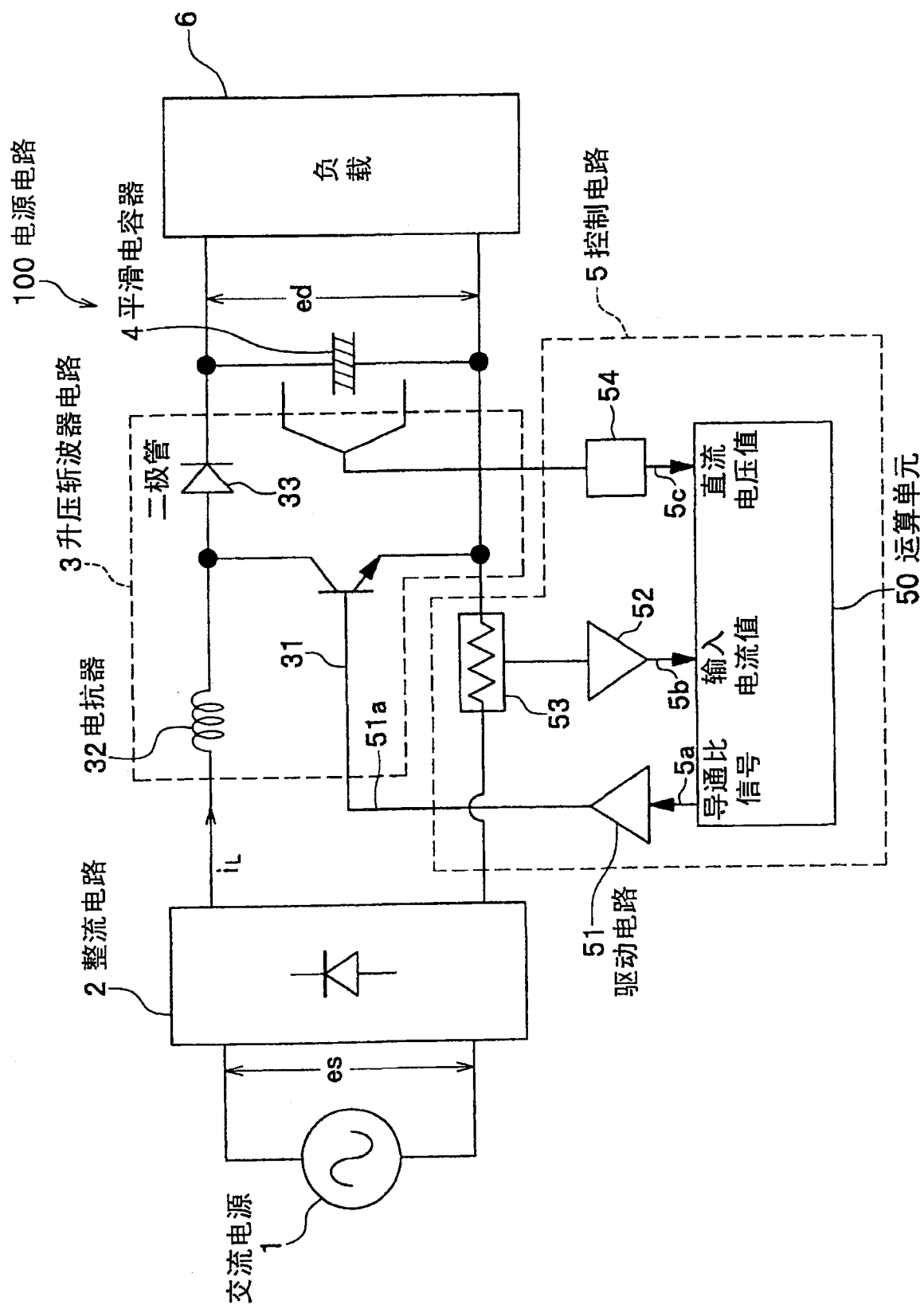


图 1

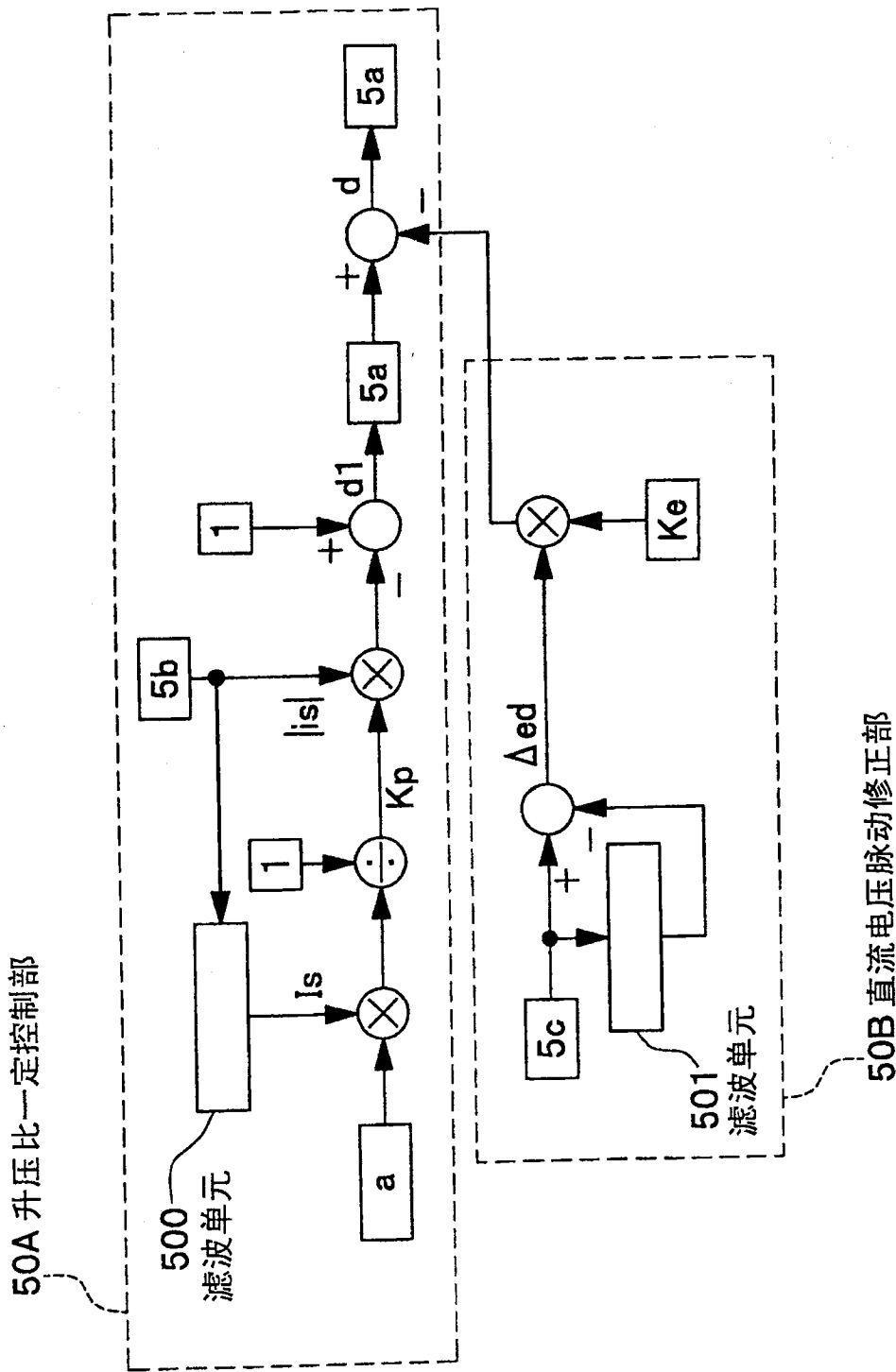
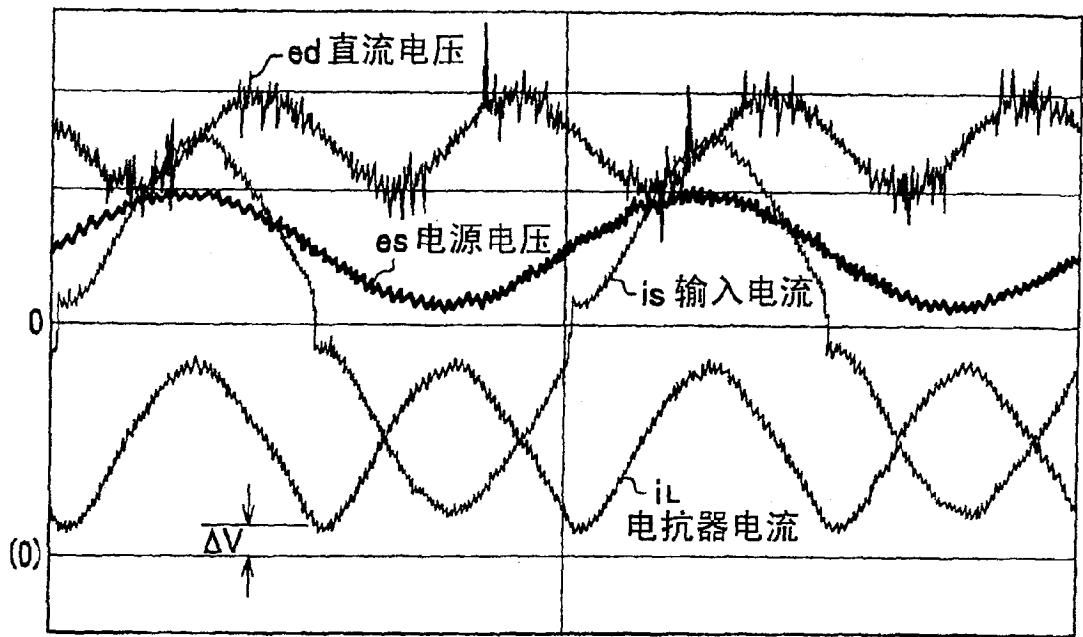


图 2

(a) 专利文献 2



(b) 专利文献 2 (高次谐波电流)

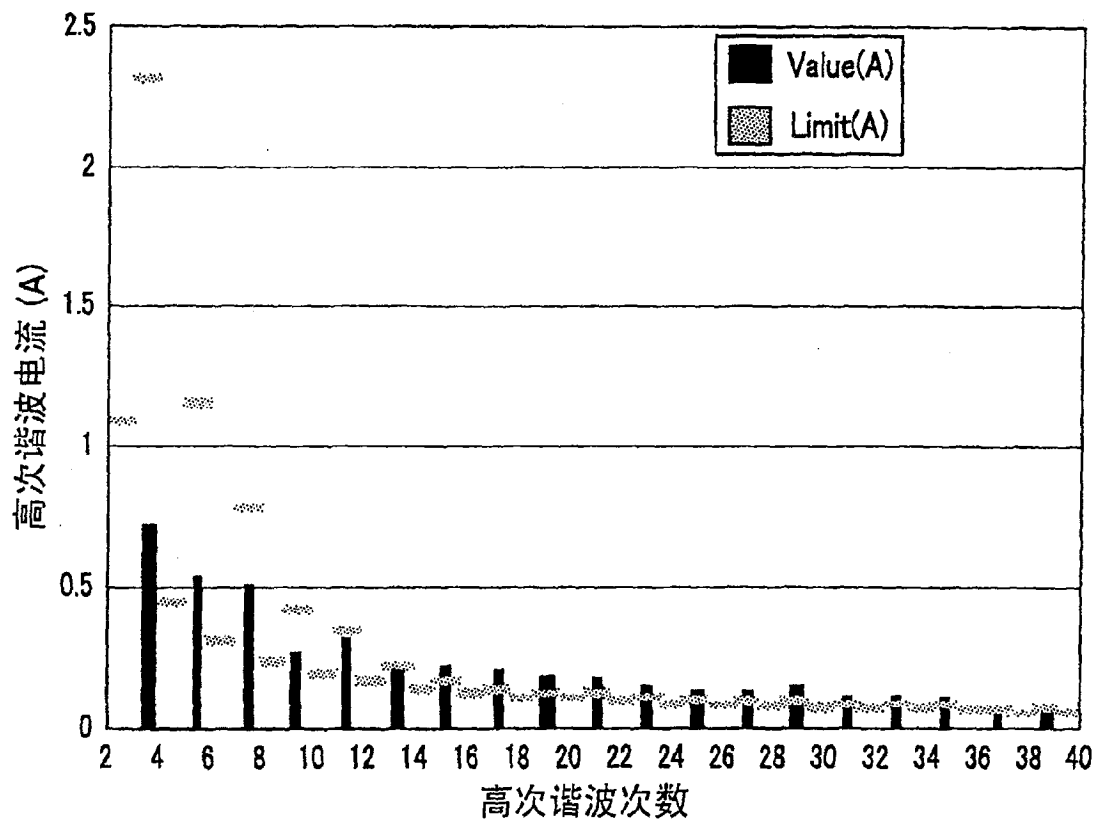
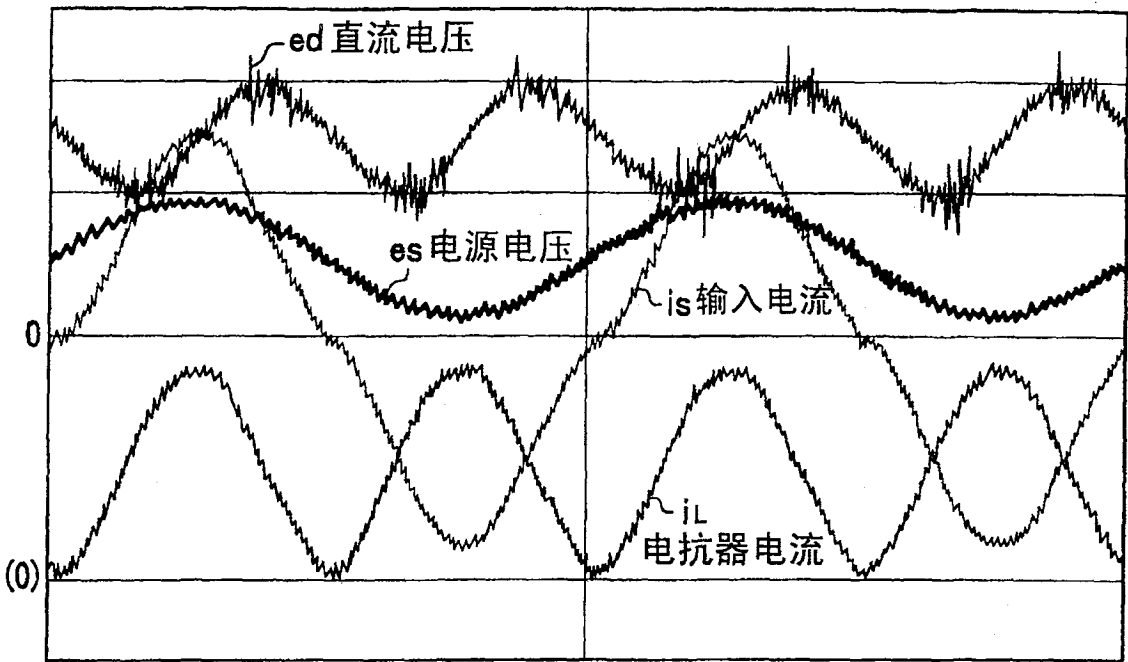


图 3

(a) 本实施方式



(b) 本实施方式 (高次谐波电流)

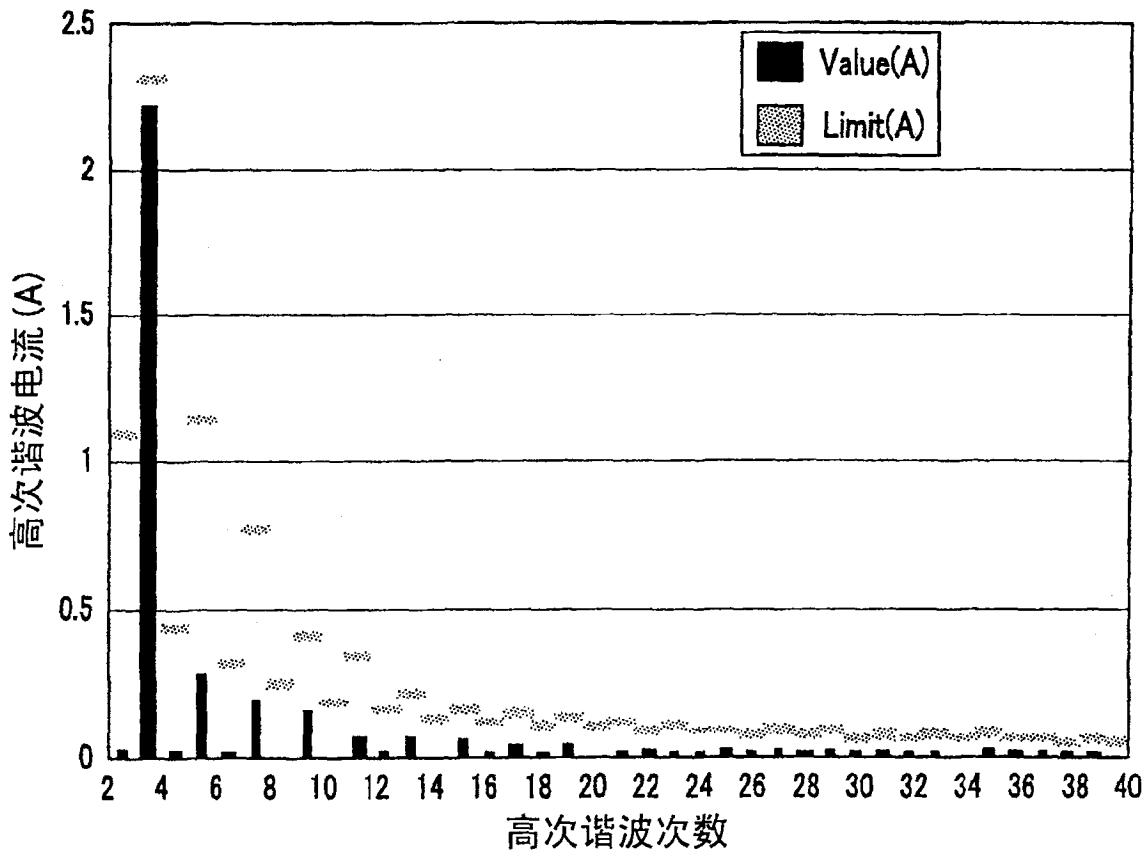


图 4

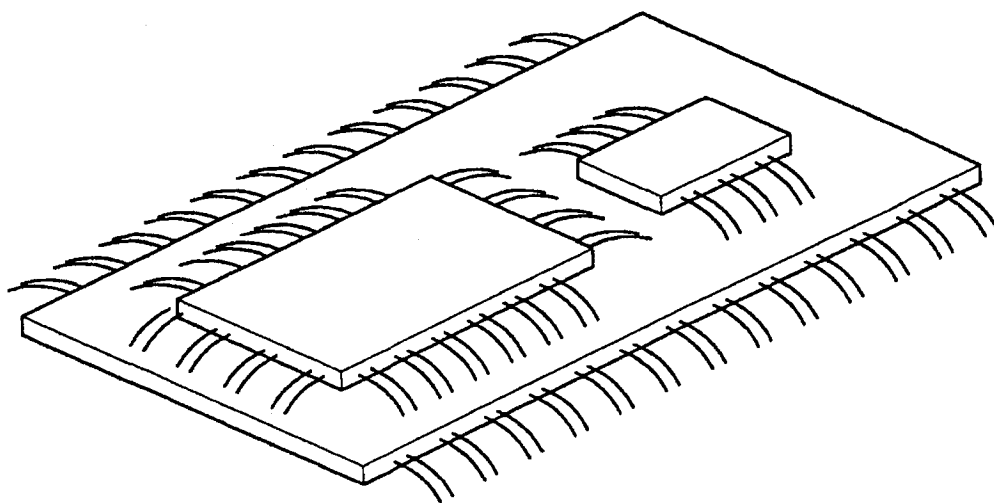


图 5

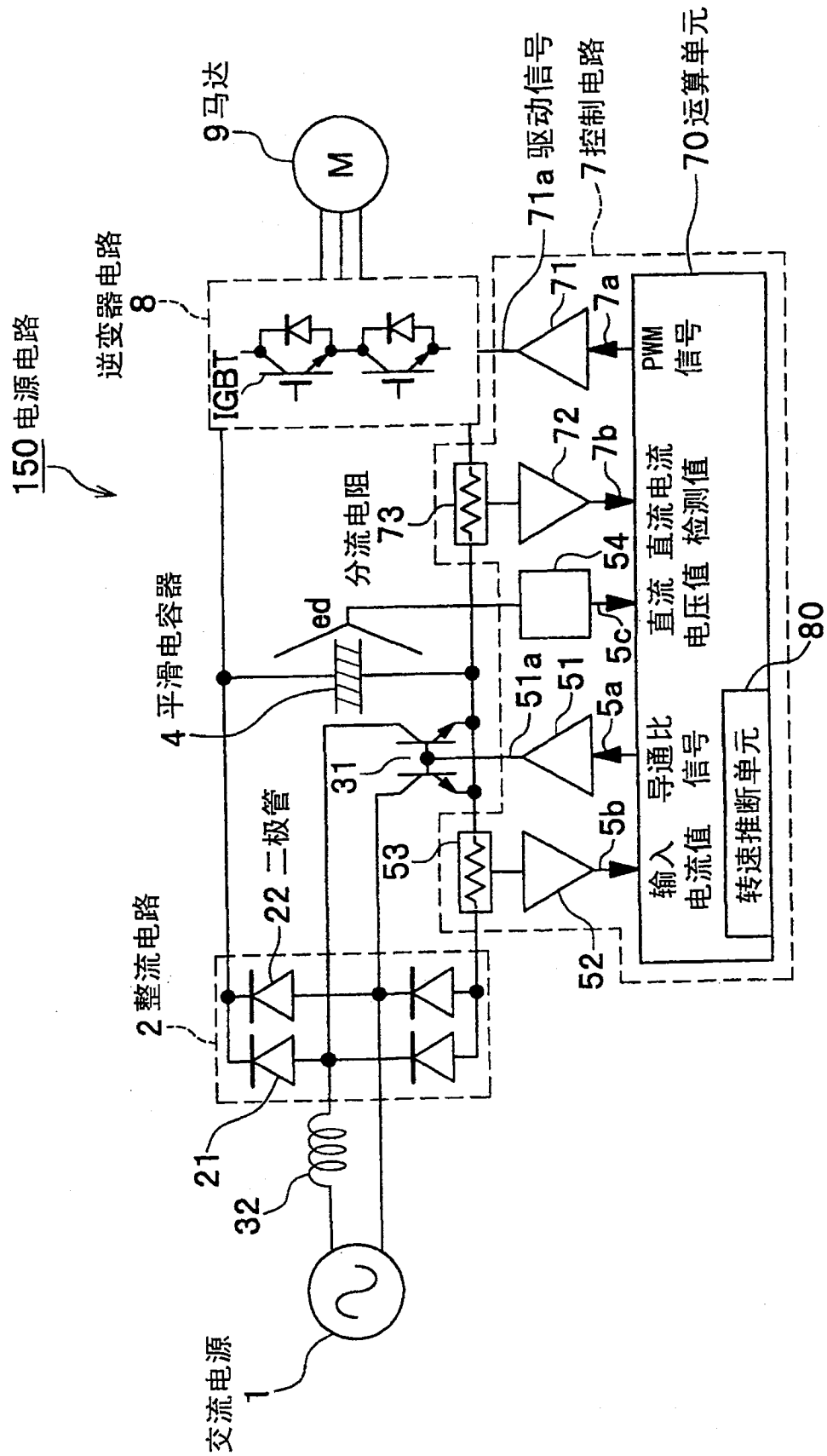


图 6

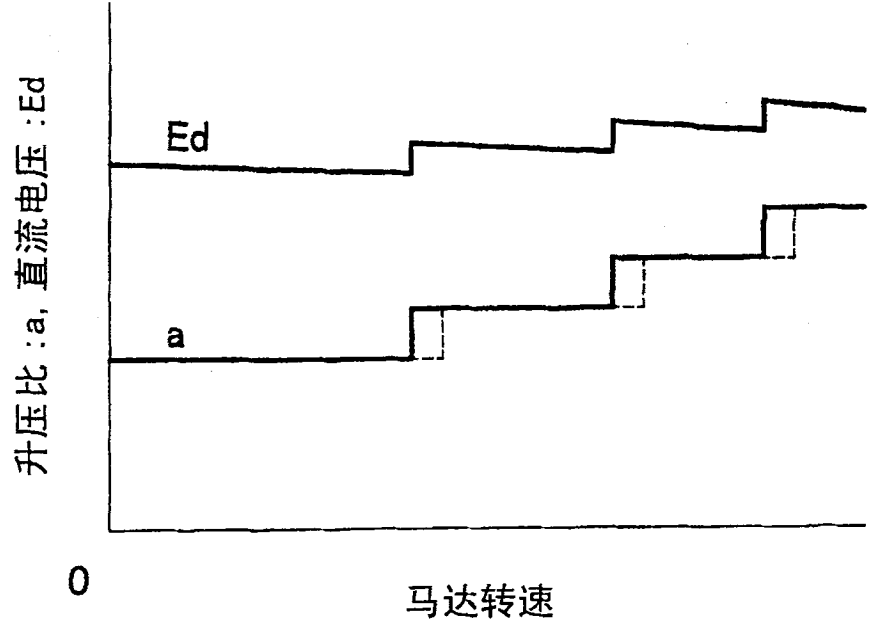


图 7

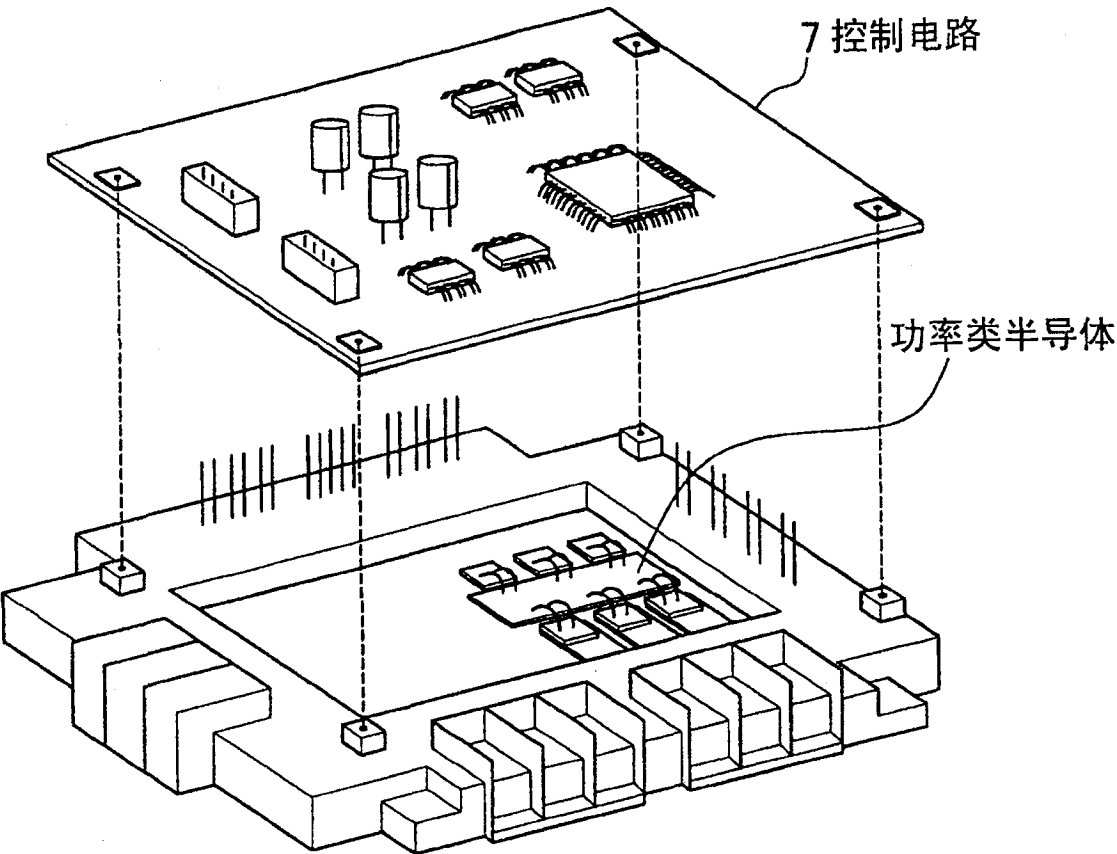


图 8

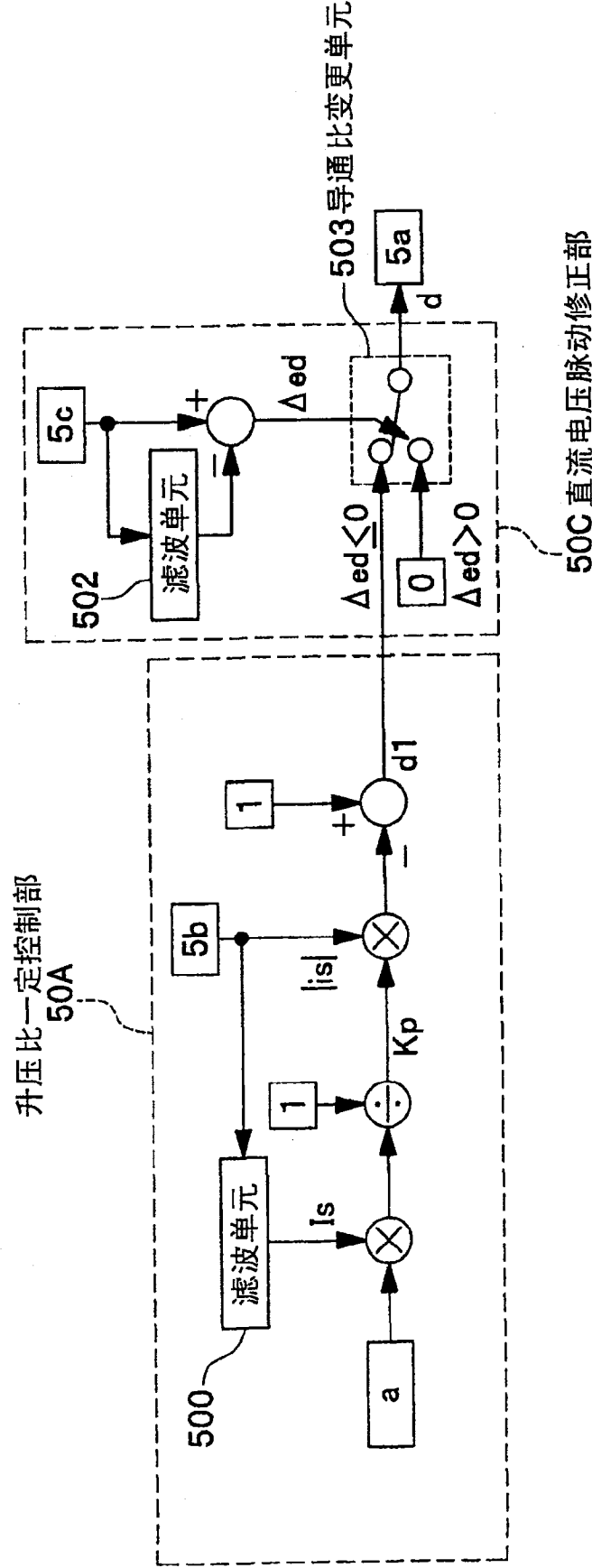
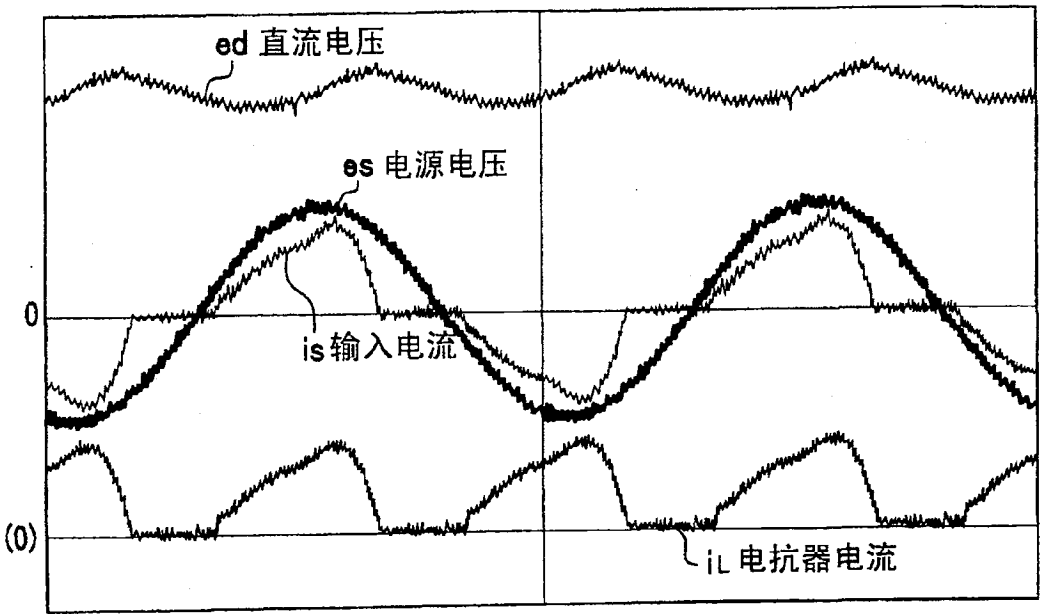


图 9

(a) 电流波形



(b) 高次谐波电流

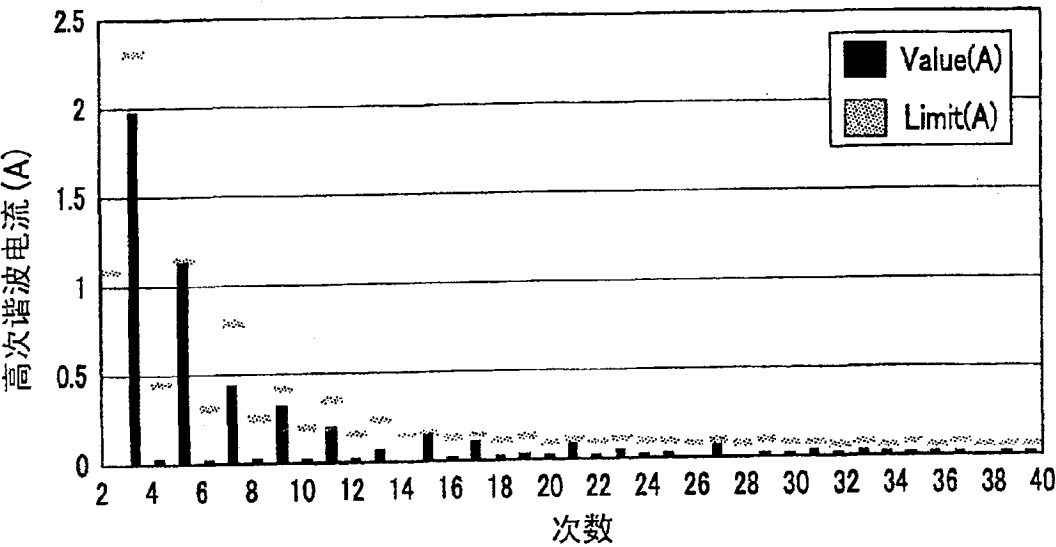


图 10

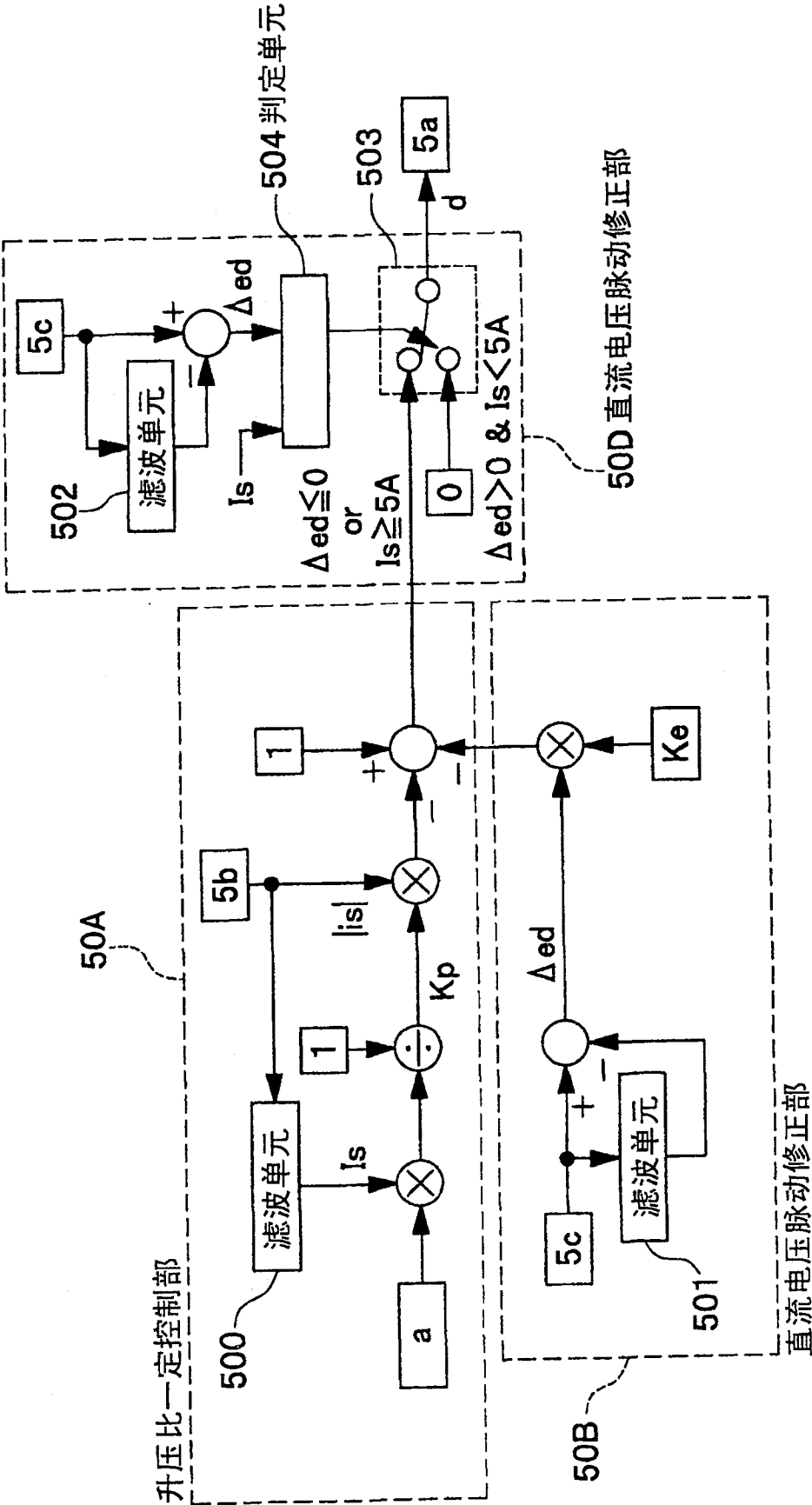


图 11

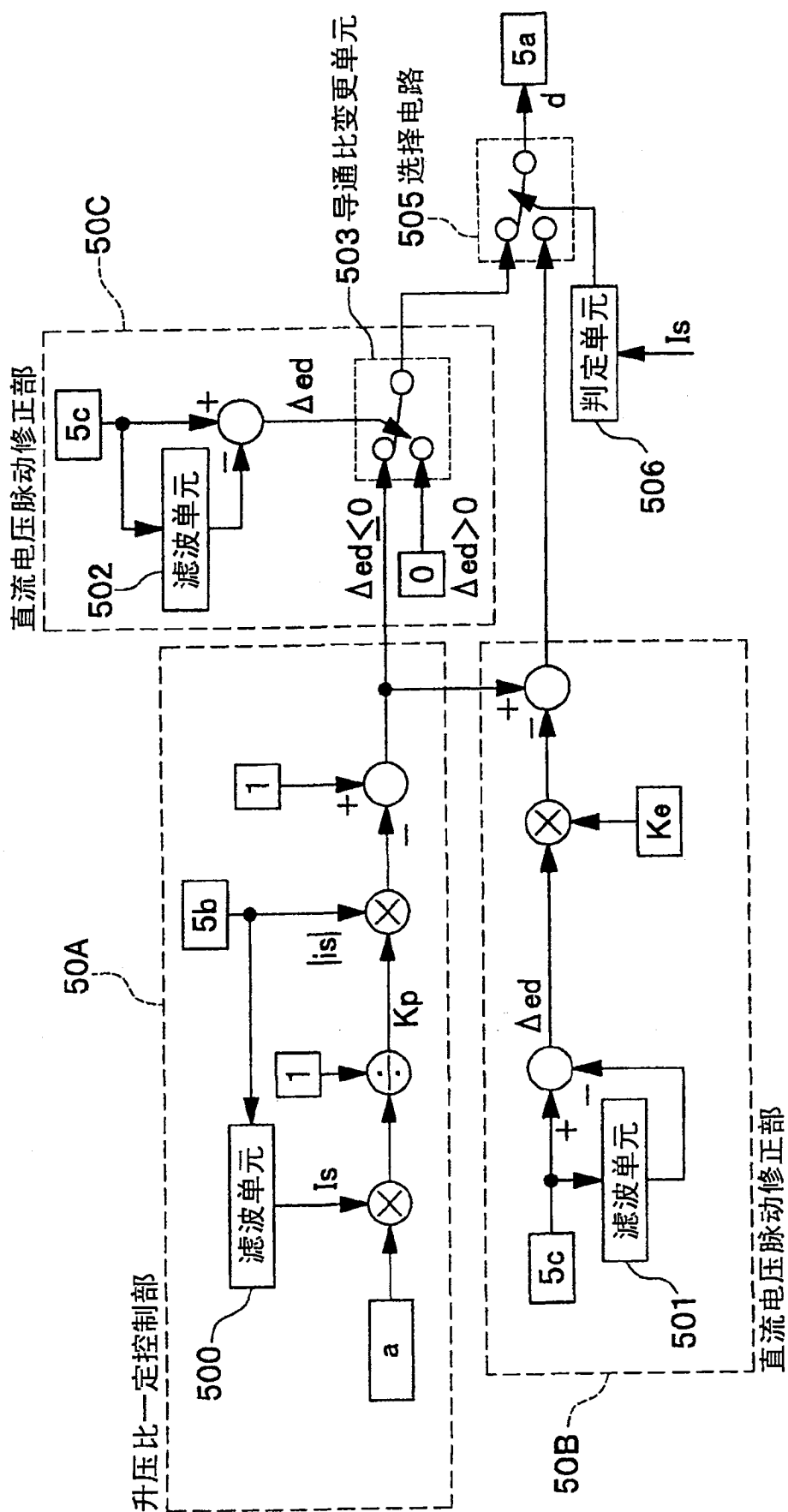


图 12

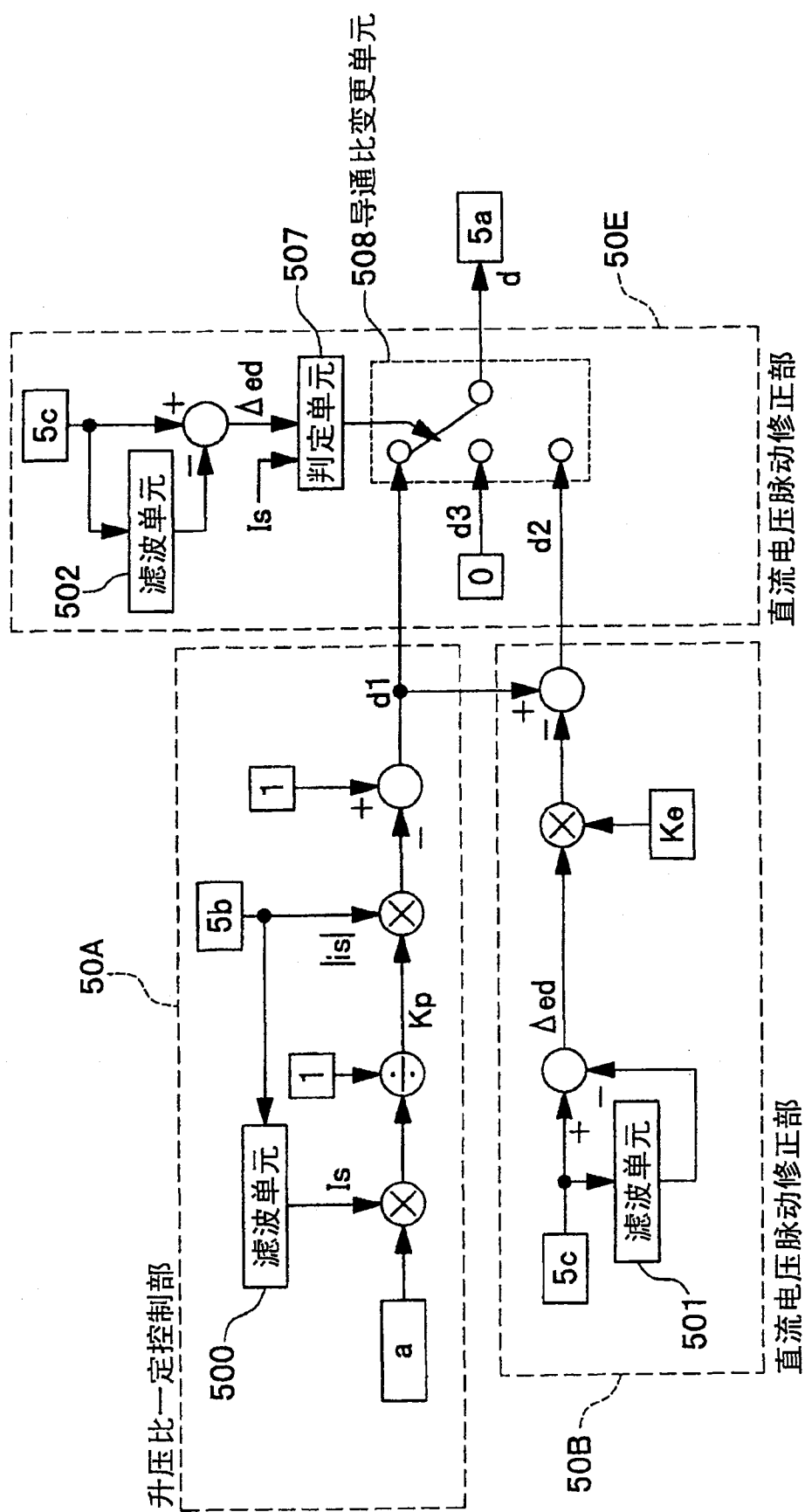


图 13

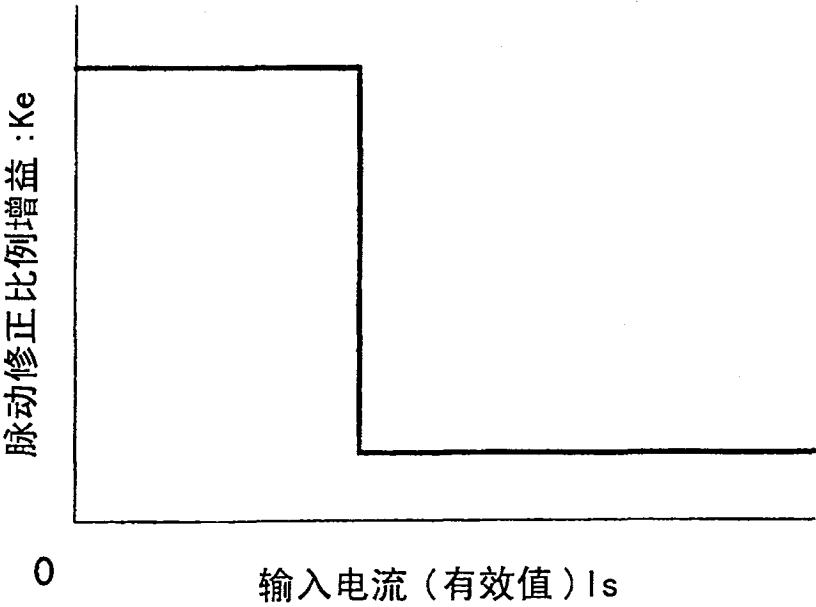
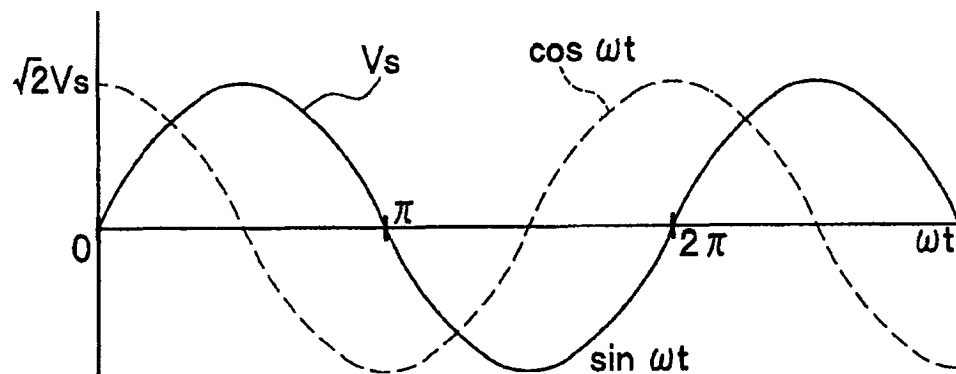
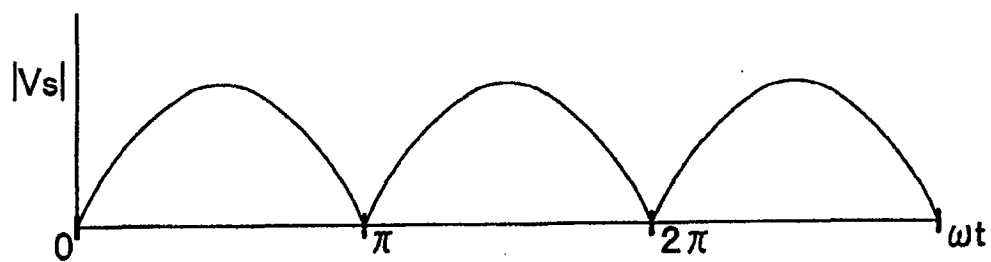


图 14

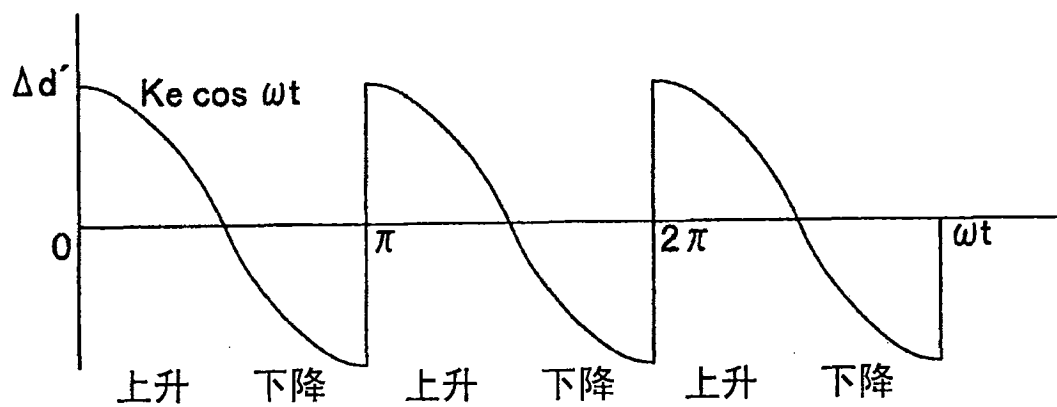
(a)



(b)



(c)



(d)

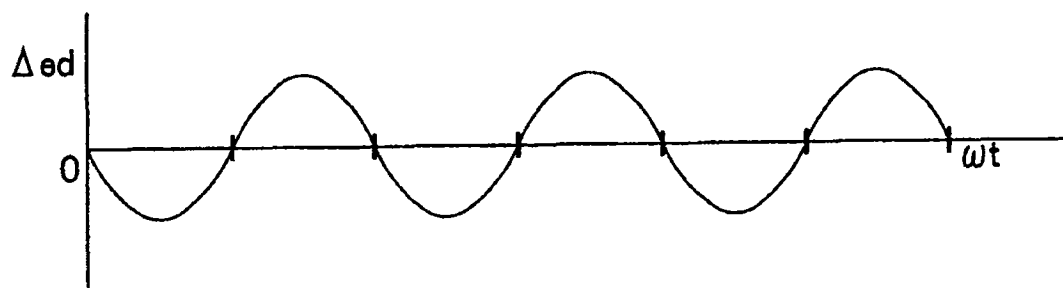


图 15