

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H02J 7/00

H02M 7/00

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 00124248.2

[43] 公开日 2001 年 2 月 21 日

[11] 公开号 CN 1284777A

[22] 申请日 2000.8.14 [21] 申请号 00124248.2

[30] 优先权

[32] 1999.8.13 [33] US [31] 09/374180

[71] 申请人 帕尔威电力器具公司

地址 美国北卡罗莱纳州

[72] 发明人 小 R·W·约翰逊 W·J·拉蒂

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

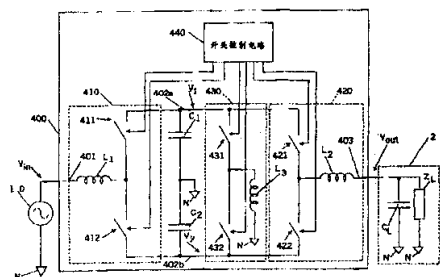
代理人 吴增勇 傅 康

权利要求书 11 页 说明书 20 页 附图页数 16 页

[54] 发明名称 包括平衡器电路的多方式功率变换器及其操作方法

[57] 摘要

一种功率变换器包括第一和第二电压母线和中性母线。第一开关电路;例如;整流器电路工作时选择性地将其输入节点耦合到第一和第二电压母线。平衡器电路工作时把中性母线选择性地耦合到第一和第二电压母线,以便响应平衡器电路把第一和第二电压母线耦合到中性母线上的相应的第一和第二比率而控制第一和第二电压母线上相应的第一和第二电压的相对振幅。该功率变换器能够在多种工作模式下操作并适合用于不间断电源(UPS)中。



权 利 要 求 书

1. 一种功率变换器, 它包括:

第一和第二电压母线;

5 中性母线;

第一开关电路, 工作时选择性地将其输入节点耦合到所述第一和第二电压母线;

10 平衡器电路, 工作时把所述中性母线选择性地耦合到所述第一和第二电压母线, 以便响应所述平衡器电路把所述第一和第二电压母线耦合到所述中性母线的相应的第一和第二比率而控制所述第一和第二电压母线上第一和第二电压中相应的一个的相对振幅; 以及

第二开关电路, 工作时选择性地把所述第一和第二电压母线耦合到连接在其输出节点上的负载。

2. 按照权利要求1的变换器, 其特征在于:

15 所述第一开关电路包括整流器电路, 后者工作时在所述第一和第二电压母线相应的一个上从输入节点上的 AC 输入电压产生第一和第二电压中相应的一个;

所述第二开关电路包括逆变器, 后者工作时在所述输出节点上从所述第一和第二电压产生 AC 输出电压。

20 3. 按照权利要求2的变换器, 其特征在于:

所述平衡器电路包括第一和第二开关, 它们工作时选择性地通过电感把所述第一和第二电压母线中相应的一个耦合到所述中性母线, 以便响应所述第一和第二开关的相应的第一和第二占空比而控制所述第一和第二电压的相对振幅。

25 4. 按照权利要求3的变换器, 其特征在于:

制约所述第一开关以便在第二电压母线耦合到所述中性母线时使所述第一电压母线与所述中性母线解耦, 并且制约所述第二开关以便在第一电压母线耦合到所述中性母线时使所述第二电压母线与所述中

性母线解耦。

5. 按照权利要求2的变换器, 其特征在于还包括:

第一电容, 用于把所述第一电压母线耦合到所述中性母线; 以及

第二电容, 用于把所述第二电压母线耦合到所述中性母线,

5 其中所述第一和第二电容具有小于1的每单位电容量。

6. 按照权利要求3的变换器, 其特征在于:

所述平衡器电路工作时使所述第一和第二开关均以50%的占空比工作, 使所述第一和第二电压基本上维持相等的振幅。

7. 按照权利要求3的变换器, 其特征在于:

10 所述平衡器电路响应加到所述第一开关电路的输入节点上的AC输入电压而改变所述第一和第二开关操作时相应的占空比。

8. 按照权利要求7的变换器, 其特征在于:

15 所述平衡器电路工作时, 在AC输入电压周期的第一部分以比第二开关高的占空比来切换第一开关, 并且在AC输入电压周期的第二部分以比第一开关高的占空比来切换第二开关。

9. 按照权利要求3的变换器, 其特征在于:

所述平衡器电路包括一个电感, 其第一端子耦合到所述中性母线, 而且所述第一和第二开关工作时选择性地把所述电感的第二端子耦合到所述第一和第二电压母线中相应的一个。

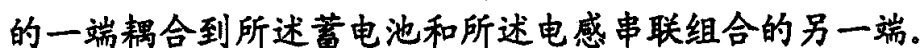
20 10. 按照权利要求2的变换器, 其特征在于还包括蓄电池变换器电路, 后者可切换地耦合到所述第一和第二电压母线中的至少一根电压母线。

11. 按照权利要求10的变换器, 其特征在于所述蓄电池变换器电路包括:

25 电感, 它配置成与所述蓄电池串联;

第一开关, 它工作时选择性地把所述蓄电池和所述电感串联组合的一端耦合到所述第一或第二电压母线之一, 和

第二开关, 它工作时选择性地把所述蓄电池和所述电感串联组合



12. 按照权利要求3的变换器, 其特征在于: 所述平衡器电路包括一个变压器, 后者包括第一绕组, 它具有耦合到所述第一和第二开关的第一抽头和耦合到所述中性母线的第二抽头, 以及所述第一和第二开关选择性地把所述变压器的所述第一抽头耦合到所述第一和第二电压母线。

13. 按照权利要求 12 的变换器, 其特征在于还包括第一和第二二极管, 所述第一二极管具有耦合到所述第一电压母线的阴极, 所述第二二极管具有耦合到所述第一二极管的阳极的阴极和耦合到所述第二电压母线的阳极, 以及所述变压器的第一绕组的第一端抽头耦合到所述第一和第二开关、第二端抽头耦合到所述第一二极管的阳极和所述第二二极管的阴极, 而中心抽头耦合到所述中性母线。

14. 按照权利要求 12 的变换器，其特征在于还包括第三和第四开关，其中所述变压器的所述第一绕组具有耦合到所述第一和第二开关的第一端抽头、耦合到所述第三和第四开关的第二端抽头以及耦合到所述中性母线的中心抽头，其中所述第三开关工作时对所述第一绕组的所述第二端抽头与所述第一电压母线进行耦合和解耦，以及其中所述第四开关操作时对所述第一绕组的所述第二端抽头和所述第二电压母线进行耦合和解耦。

20 15. 按照权利要求 12 的变换器, 其特征在于: 所述变压器包括第二绕组, 它通过电感耦合到所述第一绕组, 还包括 AC 电压产生电路, 耦合到所述变压器的第二绕组, 工作时对其施加 AC 电压。

16. 按照权利要求 15 的变换器, 其特征在于: 所述 AC 电压产生电路包括蓄电池变换器电路, 后者工作时在所述变压器的第二绕组上从与所述蓄电池变换器电路耦合的蓄电池产生的 DC 电压产生 AC 电压。

17. 按照权利要求 15 的变换器, 其特征在于: 所述 AC 电压产生电路包括组合的蓄电池变换器/蓄电池充电器电路, 后者工作时在所述

变压器的第二绕组上从蓄电池产生的 DC 电压产生 AC 电压, 并且在所述蓄电池的两端从在所述变压器的所述第二绕组上感应的 AC 电压产生 DC 电压。

18. 一种功率变换器, 它包括:

- 5 整流器电路, 后者配置成与 AC 电源连接, 并在工作时通过经由第一电感选择性地把第一和第二电压母线耦合到所述 AC 电源而分别在所述第一和第二电压母线上产生第一和第二 DC 电压;

第一和第二电容器, 它们分别把所述第一和第二电压母线耦合到所述中性母线;

- 10 逆变器电路, 它配置成与负载连接, 并在工作时通过第二电感选择性地把所述第一和第二电压母线耦合到负载; 以及

平衡器电路, 它工作时通过第三电感选择性地把所述第一和第二电压母线耦合到所述中性母线, 以便响应所述平衡器电路把所述第一和第二电压母线耦合到所述中性母线的第一和第二比率而控制所述第一和第二 DC 电压的相对振幅。

15

19. 按照权利要求 18 的变换器, 其特征在于还包括开关控制电路, 以及

所述整流器电路包括:

第一电感, 其第一端子配置成接收 AC 输入电压;

- 20 第一开关, 它响应所述开关控制电路而对所述第一电感的第二端子与所述第一电压母线进行耦合和解耦; 和

第二开关, 它响应所述开关控制电路而对所述第一电感的所述第二端子与所述第二电压母线进行耦合和解耦, 以及

所述逆变器电路包括:

- 25 第二电感, 其第一端子配置成连接到负载;

第三开关, 它响应所述开关控制电路而对所述第二电感的第二端子与所述第一电压母线进行耦合和解耦; 和

第四开关, 它响应所述开关控制电路而对所述第二电感的第二端

子与所述第二电压母线进行耦合和解耦。

20. 按照权利要求 19 的变换器, 其特征在于: 所述开关控制电路响应加在所述整流器电路上的 AC 输入电压而控制所述第一、第二、第三和第四开关的操作。

5 21. 按照权利要求 20 的变换器, 其特征在于: 所述开关控制电路响应所述 AC 输入电压而改变所述第一、第二、第三和第四开关的相应的占空比。

22. 按照权利要求 20 的变换器, 其特征在于:

10 所述开关控制电路工作时, 当所述 AC 输入电压处于标称电平时, 通过所述整流器和所述逆变器电路, 在所述 AC 电源和所述负载之间提供基本上连续的低阻抗连接;

15 所述开关控制电路工作时, 当 AC 输入电压低于标称电平时, 令整流器电路提升第一和第二 DC 电压的振幅, 而同时在所述 AC 输入电压的相应的正和负半周中通过逆变器电路在所述负载和所述第一和第二电压母线中相应的一个之间提供基本上连续的低阻抗连接; 以及

20 所述开关控制电路工作时, 当 AC 输入电压高于标称电平时, 在所述 AC 输入电压的相应的正和负半周过程中通过整流器电路在所述 AC 电源和所述第一和第二电压母线中相应的一个之间提供相应的基本上连续的低阻抗连接, 而同时通过逆变器电路压低 (buck) 从所述第一和第二 DC 电压在负载上产生的电压。

23. 按照权利要求 22 的变换器, 其特征在于: 所述开关控制电路工作时控制所述平衡器电路, 使得在所述 AC 输入电压的正半周过程中所述第一 DC 电压的振幅显著地大于所述第二 DC 电压的振幅, 并且使得在所述 AC 输入电压的负半周过程中所述第二 DC 电压的振幅显著地大于所述第一 DC 电压的振幅。

24. 按照权利要求 20 的变换器, 其特征在于:

所述开关控制电路工作时, 当所述 AC 输入电压处于标称电平时, 在所述 AC 输入电压的第一正半周过程中, 分别以接近于 100% 和

接近于 0% 的基本上互补的占空比切换第一和第二开关, 而同时分别以接近于 100% 和接近于 0% 的基本上互补的占空比切换第三和第四开关; 以及

5 在所述 AC 输入电压的第一负半周过程中, 分别以接近于 0% 和接近于 100% 的基本上互补的占空比切换第一和第二开关, 而同时分别以接近于 0% 和接近于 100% 的基本上互补的占空比切换第三和第四开关;

所述开关控制电路工作时, 当所述 AC 输入电压小于标称电平时, 在所述 AC 输入电压的第二正半周过程中, 分别以足够地小于 100% 和足够地大于 0% 的基本上互补的占空比切换第一和第二开关, 10 以便提升所述第一 DC 电压的振幅, 而同时分别以接近于 100% 和接近于 0% 的基本上互补的占空比切换第三和第四开关; 以及

在所述 AC 输入电压的第二负半周过程中, 分别以足够地大于 0% 和足够地小于 100% 的基本上互补的占空比切换第一和第二开关, 以便 15 提升所述第二 DC 电压的振幅, 而同时分别以接近于 0% 和接近于 100% 的基本上互补的占空比切换所述第三和第四开关; 以及

所述开关控制电路工作时, 当所述 AC 输入电压大于标称电平时, 在所述 AC 输入电压的第三正半周过程中, 分别以接近于 100% 和接近于 0% 的基本上互补的占空比切换第一和第二开关, 而同时分别以 20 足够地小于 100% 和足够地大于 0% 的基本上互补的占空比切换第三和第四开关, 以便压低(buck)加在负载上的电压; 以及

在所述 AC 输入电压的第三负半周过程中, 分别以接近于 0% 和接近于 100% 的基本上互补的占空比切换第一和第二开关, 而同时分别以足够地大于 0% 和足够地小于 100% 的基本上互补的占空比切换第三和 25 第四开关, 以便压低(buck)加在负载上的电压。

25. 按照权利要求 24 的变换器, 其特征在于:

所述平衡器电路包括:

第三电感, 它具有耦合到所述中性母线的第一端子;

第五开关，它响应所述开关控制电路而对所述第三电感的第二端子与所述第一电压母线进行耦合和解耦；和

第六开关，它响应所述开关控制电路而对所述第三电感的第二端子与所述第二电压母线进行耦合和解耦，以及

5 所述开关控制电路工作时，

在所述第二和第三正半周过程中，分别以接近于0%和接近于100%的互补占空比切换所述第五和第六开关，并且在所述第二和第三负半周过程中，分别以接近于100%和接近于0%的互补占空比切换所述第五和第六开关。

10 26. 按照权利要求19的变换器，其特征在于所述平衡器电路包括：

第三电感，它具有耦合到所述中性母线的第一端子；

第五开关，它响应所述开关控制电路而对所述第三电感的第二端子与所述第一电压母线进行耦合和解耦；和

15 第六开关，它响应所述开关控制电路而对所述第三电感的第二端子与所述第二电压母线进行耦合和解耦。

27. 按照权利要求26的变换器，其特征在于：所述开关控制电路响应加在整流电路上的AC输入电压而控制所述第一、第二、第三、第四、第五和第六开关的操作。

20 28. 按照权利要求27的变换器，其特征在于：所述开关控制电路工作时响应所述AC输入电压而改变操作所述第一、第二、第三、第四、第五和第六开关的相应的占空比。

29. 按照权利要求19的变换器，其特征在于还包括蓄电池耦合电路，它工作时对所述蓄电池和所述第一电感的第一端子进行耦合和
25 解耦。

30. 按照权利要求19的变换器，其特征在于还包括蓄电池耦合电路，它工作时选择性地把所述蓄电池耦合到所述第一电压母线和所述中性母线之一。

31. 按照权利要求 26 的变换器, 其特征在于: 所述第三电感包括变压器的第一绕组, 所述变压器具有以电感方式耦合到所述第一绕组的第二绕组, 还包括 AC 电压产生电路, 它耦合到所述变压器的所述第二绕组、配置成连接到所述蓄电池, 并且在工作时在所述变压器
5 的所述第二绕组上从由所述蓄电池产生的 DC 电压产生 AC 电压。

32. 按照权利要求 31 的变换器, 其特征在于:

所述平衡器电路工作时在所述变压器的所述第一绕组上产生第一 AC 电压; 以及

所述 AC 电压产生电路工作时从借助所述第一 AC 电压在所述变
10 压器的第二绕组上感应的第二 AC 电压向与之连接的所述蓄电池充电。

33. 一种在负载和 AC 电源之间控制功率传输的方法, 所述 AC 电源在相母线和中性母线之间产生 AC 输入电压, 所述方法包括以下步骤:

15 通过第一电感选择性地把第一和第二电压母线耦合到相母线, 以便分别在所述第一和第二电压母线上产生第一和第二 DC 电压;

通过第二电感选择性地把所述第一和第二电压母线耦合到所述负载; 以及

20 通过第三电感选择性地把所述第一和第二电压母线耦合到所述中性母线, 以便响应所述第一和第二电压母线耦合到所述中性母线的相应的第一和第二比率而控制所述第一和第二 DC 电压的相对振幅。

34. 按照权利要求 33 的方法, 其特征在于:

所述选择性地把所述第一和第二电压母线耦合到所述相母线的步骤包括以下步骤:

25 切换第一开关以便通过第一电感对所述相母线和所述第一电压母线进行耦合和解耦;

切换第二开关以便通过所述第一电感对所述相母线和所述第二电压母线进行耦合和解耦;

所述选择性地把所述第一和第二电压母线耦合到所述负载的步骤包括以下步骤:

切换第三开关电路以便通过第二电感对所述第一电压母线和所述负载进行耦合和解耦; 以及

5 切换第四开关电路以便通过所述第二电感对所述第二电压母线和所述负载进行耦合和解耦。

35. 按照权利要求 34 的方法, 其特征在于: 所述切换步骤是响应所述 AC 输入电压进行的。

36. 按照权利要求 35 的方法, 其特征在于还包括响应所述 AC 输入电压而改变操作所述第一、第二、第三、和第四开关的占空比的步骤。

37. 按照权利要求 35 的方法, 其特征在于包括以下步骤:

当所述 AC 输入电压大体上处于标称电平时, 通过所述第一、第二、第三和第四开关的选定组合, 在所述相母线和所述负载之间提供基本上连续的低阻抗连接;

当 AC 输入电压低于标称电平时, 切换所述第一和第二开关, 以便提升所述第一和第二 DC 电压的振幅, 而同时在 AC 输入电压的相应的正和负半周中通过所述第三和第四开关中相应的一个在所述负载和所述第一和第二电压母线相应的一个之间提供相应的基本上连续的低阻抗连接;

当 AC 输入电压高于标称电平时, 在所述 AC 输入电压的相应的正和负半周过程中通过第一和第二开关中相应的一个在所述 AC 电源和所述第一和第二电压母线中相应的一个之间提供基本上连续的低阻抗连接, 而同时压低 (buck) 从第一和第二 DC 电压在负载上产生的电压。

38. 按照权利要求 37 的方法, 其特征在于: 所述选择性地把所述第一和第二电压母线耦合到所述中性母线的步骤包括以下步骤:

切换第五和第六开关以便通过第三电感对所述第一和第二电压母

在所述 AC 输入电压的第三负半周过程中, 分别以接近于 0% 和接近于 100% 的基本上互补的占空比切换所述第一和第二开关, 而同时分别以足够地大于 0% 和足够地小于 100% 的基本上互补的占空比切换第三和第四开关, 以便压低(buck)加在所述负载上的电压。

- 5 40. 按照权利要求 39 的方法, 其特征在于: 所述选择性地把所述第一和第二电压母线耦合到所述中性母线的步骤包括以下步骤:

在所述第二和第三正半周过程中, 分别以接近于 0% 和接近于 100% 的互补占空比切换所述第五和第六开关, 以便通过第三电感对所述第一和第二电压母线中相应的一个和所述中性母线进行耦合和解

- 10 耦; 以及

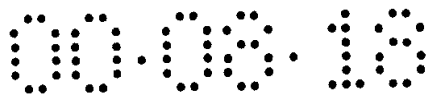
在所述第二和第三负半周过程中, 分别以接近于 100% 和接近于 0% 的互补占空比切换所述第五和第六开关。

41. 按照权利要求 34 的方法, 其特征在于: 所述选择性地把所述第一和第二电压母线耦合到所述中性母线的步骤包括以下步骤:

- 15 切换所述第五开关, 以便通过第三电感对所述第一电压母线和所述中性母线进行耦合和解耦; 以及

切换所述第六开关, 以便通过所述第三电感对所述第二电压母线和所述中性母线进行耦合和解耦。

- 20 42. 按照权利要求 33 的方法, 其特征在于还包括选择性地把所述蓄电池耦合到所述第一电感、所述第一电压母线及所述第二电压母线中至少一个, 以便能够在所述蓄电池和所述第一和第二电压母线之间进行功率传输的步骤。



说明书

包括平衡器电路的多方式功率变换器及其操作方法

5 本发明涉及电源装置及其操作方法，更详细地说涉及功率变换装置及其操作方法。

10 不间断电源(UPS)是一种功率变换装置，一般用来为计算机网络、远程通信网络、医疗设备等提供经过调整的可靠的电源。UPS广泛地与计算机及类似的计算装置，包括但不限于个人计算机、工作站、小型计算机、网络服务器、磁盘阵列和主机一起使用，以保证宝贵的数据不会丢失，并在交流市电临时掉电时仍能继续工作。如果一次交流(AC)市电跌落(断电)或出故障时，UPS通常从二次电源、诸如蓄电池等向这样的电子设备供电，以便提供合适的电压(节电)。

15 传统的UPS可以分为几类。参见图1，当一次交流电源掉电或在较差的状态下工作时，典型的离线UPS把负载与一次交流电源10断开，使负载20可以由诸如蓄电池等二次电源供电。交流电源10与开关 S_1 串联，当该开关 S_1 接通时，在负载两端产生交流电压。蓄能一般采用蓄能电容器 C_s 的形式。二次电源，这里是蓄电池B，通过低电压变换器30和变压器T连接到负载20。当交流电源10掉电时，开关 S_1 断开，使负载从蓄电池B吸取电能。低电压变换器30一般是一种逆变器，它从蓄电池B产生的直流电压在变压器T的初级绕组 L_1 上产生准方波或正弦波电压。初级绕组 L_1 耦合到连接在负载20两端的变压器T的次级绕组 L_2 上。当交流电源工作时，亦即开关 S_1 接通时，可以利用低电压变换器30或单独的蓄电池充电电路(未示出)向蓄电池B充电。

25 图2中举例说明线路交互(LIA)UPS布局。这里变压器T具有第三绕组 L_3 ，它可以利用开关 S_2 、 S_3 与负载20串联，压低或提升(buck or boost)施加在负载20的电压。像图1的离线UPS布局一样，当交流电源10断电时，可以断开开关 S_1 ，使负载20可以利用蓄电池B工作。

正如图 3 中举例说明的, 典型的在线 UPS 包括整流器 40, 它从交流电源 10 接收 AC(交流)电压, 在中间节点 45 处蓄能电容 C_s 的两端产生直流电压。逆变器 50 连接在中间节点 45 之间, 工作时从直流电压在负载 20 两端产生交流电压。正如所示, 蓄电池 B 通过 DC/DC 变换器 60 连接到中间节点 45, 供应辅助电源。或者可以取消 DC/DC 变换器 60, 并把高压蓄电池(未示出)直接连接到中间节点 45。

这些布局中的每一种都有缺点。例如, 用于 60 赫兹应用场合的传统的在线或 LIA UPS, 使用 60 赫兹磁性部件(例如, 变压器和电感), 其尺寸是针对这种频率确定的, 因而庞大、沉重而昂贵。LIA UPS 往往表现出阶梯式电压变化, 这会影响负载的性能。传统的离线、LIA 和在线 UPS 常常使用大型的蓄能电容, 为了在繁重的负载条件下维持可以接受的输出电压, 它往往是体积庞大而又昂贵的。此外, 因为传统的 UPS 一般设计成只工作在上述离线、LIA 或在线方式中的一种方式下, 所以 UPS 的销售商可能要维持一个庞大的库存, 包括几种不同类型的 UPS, 以便满足不同用户各种各样的应用。

有鉴于此, 本发明的目的是提供一种改进的用在诸如不间断电源(UPS)等装置中的功率变换器及操作功率变换器的方法。

本发明的另一个目的是提供一种可以在几种不同的方式下工作的功率变换器。

本发明的再一个目的是提供一种能够利用较小的磁性部件和蓄能电容的功率变换器。

按照本发明, 利用具有以下特征的功率变换器及其操作方法, 即可提供这些和其他目的、特征和优点, 在所述变换器及其操作方法中, 整流器电路在第一和第二电压母线上从交流电源产生的输入交流电压产生第一和第二电压(例如, $\pm$ DC 电压); 逆变器电路从所述第一和第二电压产生 AC 输出电压; 而平衡器电路响应平衡器电路把所述第一和第二电压母线耦合到交流电源的中性母线的相应的第一和第二比率而控制所述第一和第二电压的相对振幅。整流器电路最好包括第一和

第二开关，后者通过第一电感选择性地把所述第一和第二电压母线耦合到所述交流电源的相母线，逆变器电路最好包括第三和第四开关，后者通过第二电感选择性地把所述第一和第二电压母线耦合到负载，而平衡器电路最好包括第五和第六开关，后者通过诸如电感或变压器绕组等第三电感把所述第一和第二电压母线耦合到所述中性母线。

使用这里所述的电路布局可以提供几个优点。在可比的功率额定值下，所述平衡器电路使分别连接在中性母线和第一和第二电压母线之间的第一和第二蓄能电容之间能够进行能量传输，因而允许蓄能电容比传统功率变换器中所用蓄能电容小。可以这样控制整流器、电感和平衡器中的开关，使得功率变换器可以在若干种不同的功率传输方式下工作。诸如蓄电池等的二次电源也可以通过变压器的绕组耦合到功率变换器，该绕组也可以用作平衡器电路的电感。在一个实施例中，当所述变换器用交流电源工作时，这种耦合可以通过组合的蓄电池变换器/蓄电池充电器电路来实现，所述组合电路也可用来对蓄电池充电。按照本发明的另一方面，平衡器电路中的开关可以在交流输入电压的正半周和负半周以变化的占空比工作，这使功率变换器能够以更有效的方式工作。

详细地说，按照本发明的一个实施例，功率变换器包括第一和第二电压母线和中性母线。第一开关电路，例如，整流器电路工作时选择性地将其输入节点耦合到第一和第二电压母线。平衡器电路工作时把中性母线选择性地耦合到第一和第二电压母线，以便响应平衡器电路把第一和第二电压母线耦合到中性母线上的相应的第一和第二比率而控制所述第一和第二电压母线上对应的第一和第二电压的相对振幅。第二开关电路，例如，逆变器电路工作时选择性地把第一和第二电压母线在其输出节点上耦合到负载。

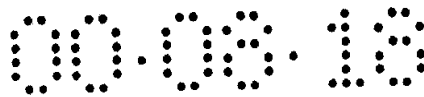
平衡器电路最好包括第一和第二开关，后者工作时选择性地通过电感把第一和第二电压母线中相应的一个耦合到中性母线，以便响应第一和第二开关的相应的第一和第二占空比而控制所述第一和第二电

压的相对振幅。平衡器电路最好响应施加在输入节点上的交流输入电压而改变第一和第二开关工作的相应的占空比。

在本发明的一个实施例中，可以将蓄电池变换器电路可切换地耦合到第一和第二电压母线中的至少一个。在一个示范性的电路实现中，蓄电池变换器电路可以包括配置成与蓄电池串联的电感。第一开关工作时选择性地把蓄电池和电感串联组合的一端耦合到第一和第二电压母线之一。第二开关工作时选择性地把蓄电池和电感串联组合的一端耦合到蓄电池和电感串联组合的另一端。

在本发明的另一个实施例中，平衡器电路包括一个变压器，后者包括第一绕组，其第一抽头耦合到第一和第二开关、而其第二抽头耦合到中性母线。第一和第二开关选择性地把变压器的第一抽头耦合到第一和第二电压母线。所述功率变换器还可以包括：第一二极管，其阴极耦合到第一电压母线；第二二极管，其阴极耦合到第一二极管的阳极、而其阳极耦合到第二电压母线。所述变压器的第一绕组可以具有耦合到第一和第二开关的第一端抽头，耦合到第一二极管的阳极和第二二极管的阴极的第二端抽头以及耦合到中性母线的中心抽头。作为替代方案，变换器还可以包括第三和第四开关。变压器的第一绕组可以具有耦合到第一和第二开关的第一端抽头、耦合到第三和第四开关的第二端抽头以及耦合到中性母线的中心抽头，其中第三开关工作时使第一绕组的第二端抽头与第一电压母线耦合和解耦，而第四开关工作时使第一绕组的第二端抽头和第二电压母线耦合和解耦。

在按照本发明的另一个实施例中，变压器的第二绕组通过电感耦合到第一绕组。AC电压产生电路耦合到所述变压器的第二绕组，并且工作时对其施加AC电压。AC电压产生电路可以包括蓄电池变换器电路，用以从由与蓄电池变换器电路耦合的蓄电池产生的DC电压在变压器的第二绕组上产生AC电压。所述AC电压产生电路可以包括组合的蓄电池变换器/蓄电池充电器电路，用以从由蓄电池产生的DC电压在变压器的第二绕组上产生AC电压、并从变压器的第二绕组



感应的 AC 电压在所述蓄电池的两端产生 DC 电压。

5 按照本发明的另一个方面，功率变换器包括整流器电路，后者配置成与 AC 电源连接，并在工作时通过第一电感选择性地把第一和第二电压母线耦合到 AC 电源，从而分别在第一和第二电压母线上产生第一和第二 DC 电压。第一和第二电容器分别把第一和第二电压母线耦合到中性母线。逆变器电路配置成与负载连接，并在工作时通过第二电感选择性地把第一和第二电压母线耦合到负载。平衡器电路工作时通过第三电感选择性地把第一和第二电压母线耦合到中性母线，以便响应平衡器电路把第一和第二电压母线耦合到中性母线的第一和第二比率而控制第一和第二 DC 电压的相对振幅。

10

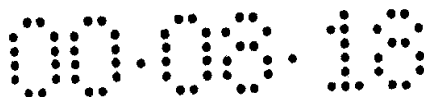
在本发明的一个实施例中，功率变换器包括开关控制电路。整流器电路包括：第一电感，其第一端子配置成接收 AC 输入电压；第一开关，它响应所述开关控制电路而将第一电感的第二端子耦合到第一电压母线和将它们解耦；以及第二开关，它响应所述开关控制电路而将第一电感的第二端子耦合到第二电压母线和将它们解耦。逆变器电路包括：第二电感，它具有配置成连接到负载的第一端子；第三开关，它响应所述开关控制电路而将第二电感的第二端子与第一电压母线耦合和解耦；以及第四开关，它响应所述开关控制电路而将第二电感的第二端子与第二电压母线耦合和解耦。平衡器电路可以包括：第三电感，它具有耦合到中性母线的第一端子；第五开关，它响应所述开关控制电路而将第三电感的第二端子与第一电压母线耦合和解耦；以及第六开关，它响应所述开关控制电路而将第三电感的第二端子与第二电压母线耦合和解耦。

15

20

按照本发明的另一方面，控制负载和 AC 电源之间的功率传输，AC 电源在相母线和中性母线之间产生 AC 输入电压。第一和第二电压母线通过第一电感选择性地耦合到相母线，以便分别在第一和第二电压母线上产生第一和第二 DC 电压。第一和第二电压母线通过第二电感选择性地耦合到负载。第一和第二电压母线通过第三电感选择性地

25



耦合到中性母线，以便响应第一和第二电压母线耦合到中性母线的相应的第一和第二比率而控制所述第一和第二 DC 电压的相对振幅。

5 按照本发明的再一个实施例，通过切换第一开关、经由第一电感而将相母线与第一电压母线耦合和解耦，并且通过切换第二开关、经由第一电感而将相母线与第二电压母线耦合和解耦，从而使第一和第二电压母线选择性地耦合到相母线。通过切换第三开关、经由第二电感而将第一电压母线与负载耦合和解耦，并且通过切换第四开关、经由第二电感而将第二电压母线与负载耦合和解耦，从而使第一和第二电压母线选择性地耦合到负载。最好响应 AC 输入电压而执行所述
10 切换。详细地说，第一、第二、第三和第四开关工作时的相应的占空比是随 AC 输入电压而变化的。

在本发明的另一个实施例中，当 AC 输入电压大体上处于标称电平时，通过第一、第二、第三和第四开关的选定组合，在负载和相母线之间提供一种基本上连续的低阻抗连接。当 AC 输入电压低于标称电平时，切换第一和第二开关来提升第一和第二 DC 电压的振幅，而
15 同时通过第三和第四开关中相应的一个、在 AC 输入电压相应的正和负半周中在负载和第一与第二电压母线中相应的一个之间提供基本上连续的低阻抗连接。当 AC 输入电压高于标称电平时，通过第一和第二开关中相应的一个、在 AC 输入电压相应的正和负半周过程中在 AC
20 电源和第一和第二电压母线中相应的一个之间提供基本上连续的低阻抗连接，而同时压低(buck)负载上从第一和第二 DC 电压产生的电压。

按照本发明的另一个实施例，切换经由第三电感而将第一和第二电压母线中相应的一个与中性母线耦合和解耦的第五和第六开关，使得第一 DC 电压的振幅在 AC 输入电压的正半周过程中显著地大于第二 DC 电压的振幅，并且使得第二 DC 电压的振幅在 AC 输入电压的负半周过程中显著地大于第一 DC 电压的振幅。蓄电池可以选择性地耦合到第一电感、第一电压母线、或第二电压母线中的至少一个，使蓄
25 电池和第一与第二电压母线之间可以进行功率传输。

图 1-3 是典型的传统的不间断电源(UPS)中使用的功率变换电路布局的示意图。

图 4-5 是举例说明按照本发明的实施例的功率变换器的示意图。

图 6-8 是举例说明按照图 4 的实施例的功率变换器的示范性操作的波形图。

图 9-10 是举例说明按照本发明其他实施例的功率变换器的示意图。

图 11-12 是举例说明图 10 功率变换器的示范性操作的波形图。

图 13 是举例说明按照本发明另一个实施例的功率变换器的示意图。

图 14 是举例说明图 12 的功率变换器示范性操作的波形图。

图 15 是举例说明按照本发明另一个实施例的功率变换器的示意图。

图 16 是举例说明按照本发明一个实施例的 AC 电压产生电路的示意图。

下面将结合附图更全面地描述本发明，附图中示出了本发明的最佳实施例。但是，本发明可以以许多不同的形式实施，而不应认为只限于这里提出的实施例；相反，提出这些实施例是为了使这个公开更加详尽和全面，并向本专业的技术人员充分地传达本发明的范围。附图中，类似的数字表示类似的元件。

图 4 是举例说明按照本发明一个实施例的功率变换器 400 的示意图。功率变换器 400 包括整流电路 410，后者耦合到 AC 电源 10 上，在相应的第一和第二电压母线 402a，402b 上产生第一和第二 DC 电压 V_1 、 V_2 ，第一和第二电压母线 402a，402b 通过第一和第二电容器 C_1 、 C_2 耦合到中性母线 N。整流器电路 410 包括第一和第二开关 411，412，它们响应开关控制电路 440、经由第一电感 L_1 选择性地把 AC 电源 10 的相母线 401 耦合到第一和第二电压母线 402a，402b。功率变换器 400 包括逆变器电路 420，后者在输出端 403 的负载 20(这

里以包括电容 C_L 和广义阻抗 Z_L 的形式示出)两端从第一和第二电压母线 402a, 402b 上的第一和第二 DC 电压产生 AC 输出电压 V_{out} . 逆变器电路包括第三和第四开关 421, 422, 它们响应开关控制电路 440、经由第二电感 L_2 分别把第一和第二电压母线 402a, 402b 耦合到负载 20.

功率变换器 400 还包括平衡器电路 430, 后者用来通过控制中性母线 N 经过第三电感 L_3 连接到第一和第二电压母线 402a, 402b 中相应的一个的相应的第一和第二比率(例如, 占空比)来控制第一和第二电压母线 402a, 402b 上第一和第二 DC 电压 V_1 , V_2 的相对振幅.

这里用的“平衡器”电路是一种能够在不同的母线, 诸如图 4 的第一和第二电压母线 402a, 402b 上的电压之间实现所需要的“平衡”的电路. 正如下面还将更详细地描述的, 这种能力还使按照本发明一个实施例的功率变换器能够更有效地工作和/或利用比许多传统的装置小的部件, 例如蓄能电容. 对于所示出的实施例, 这种控制是通过响应开关控制电路 440 而切换第五和第六开关 431, 432 来实现的. 开关 431, 432 最好以基本上互补的方式(在给定时间内一个通, 一个断), 来限制电容 C_1 , C_2 两端的电压. 例如, 若开关 431, 432 每一个都工作在 50% 的占空比, 则第一和第二电压母线 402a 和 402b 上的电压 V_1, V_2 被强制为大致相等.

逆变器电路 420 允许电流从第一和第二电压母线 402a, 402b 流向负载 20, 或者反之亦然, 这使逆变器电路 420 成为四象限(four quadrant)变换器. 除了最好对整流器电路 410 的开关 411, 412 采取与逆变器电路 420 的开关 421, 422 不同的脉宽调制形式外, 整流器电路 410 最好具有类似的特性. 逆变器电路 420 所用的脉宽调制方式最好产生一个电压受控、电流受限的输出电压, 而整流器电路 410 所采用的脉宽调制方式最好产生往返于 AC 电源 10 的受控电流. 可以这样操作整流器电路 410, 使得产生使功率流从 AC 电源 10 进入变换器 400 的电流, 或者产生使功率流从功率变换器 400 流入 AC 电源 10 的

电流。

图 5 举例说明按照本发明的另一个实施例的功率变换器 500。图 5 变换器 500 中与图 4 中示出的相同的部分用类似的标号表示，鉴于前面图 4 的已有的讨论，对其操作将不做更详细讨论。在图 5 中，用二极管保护的晶体管开关 $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6$ 用作图 4 的开关 411, 412, 421, 422, 431, 432。晶体管 $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6$ 在包括微控制器 442 和驱动电路 444 的开关控制电路 440 控制下工作。开关控制电路 440 可以响应检测到的 AC 输入电压 $V_{in,sensed}$ 和/或检测到的 AC 输出电压 $V_{out,sensed}$ 工作。

开关控制电路 440 可以利用不同类型的控制技术工作。例如，开关控制电路 440 可以利用“开环”控制技术，其中根据检测到的 AC 输入电压 $V_{in,sensed}$ 来控制晶体管 $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6$ 的工作，而不管变换器 500 产生的 AC 输出电压 $V_{out,sensed}$ 。开关控制电路 440 还可以采用“闭环”控制技术，利用检测到的 AC 输出电压 $V_{out,sensed}$ 来引导对晶体管 $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6$ 的工作的控制。检测到的 AC 输入电压 $V_{in,sensed}$ 和检测到的 AC 输出电压 $V_{out,sensed}$ 可以以若干种不同的形式提供给开关控制电路 440，包括但不限于输入和输出电压 V_1, V_2 的模拟和数字表达或者与输入和输出电压 V_{in}, V_{out} 有关或由其推导出来的量。若正如后边将要描述的，提供蓄电池供电或蓄电池升压操作，则开关控制电路 440 还可以根据检测到的蓄电池电压(未示出)操作，所述蓄电池电压可以包括蓄电池实际电压的模拟或数字表达或者与这样的蓄电池电压有关的量或由其推导出来的量。

应该理解，图 5 的实施例代表一种示范性的实现，并且其他的电路实现也属于本发明的范围。例如，晶体管 $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6$ 可以用各种各样的开关器件，包括但不限于双极性晶体管、场效应晶体管(FET)、金属氧化物半导体 FET(MOSFET)、栅极导通器件(GTO)等。驱动电路 444 也可以包括各种各样不同的部件，最好包括适合于控制所用的特定开关器件的部件。

开关控制电路 440 的其他功能可以在本发明的范围内以若干不同的形式实现。例如，微控制器 442 的功能可以利用分立逻辑电路或可编程逻辑电路，诸如可编程逻辑器件(PLD)，来代替微控制器、微处理器或类似器件，或者与它们结合。微控制器 442 的功能和驱动电路 444 还可以被结合在一个或几个器件中，诸如专用集成电路(ASIC)或混合微电路。

图 6-8， 11-12 和 14 是波形图，它们举例说明按照本发明各实施例的功率变换器的示范性操作。为了讨论图 6-8， 11-12 和 14， 将就图 4 功率变换器 400 的整流器、逆变器和平衡器电路 410， 420， 430 的开关 411， 412， 421， 422， 431， 432(及图 5， 9-10， 13 和 15 实施例中的对应器件)的功能控制，更详细地说，就各开关切换(调制)的占空比，描述图 4， 10 和 13 的功率变换器的操作。正如这里所用的，“占空比”一般指开关循环周期(对应于上述开关频率)过程中开关处于“接通”，亦即导通状态的时间百分数。例如，维持 50% 占空比的开关间断地“接通”一半开关周期，而接近 100% 占空比，例如 99% 占空比的开关接近整个开关周期都导通。可以理解，正如这里描述的，所讨论的开关也可以工作在 100% 占空比上，亦即在一个或多个开关周期维持“接通”状态，或者在 0% 的占空比上，亦即在一个或几个开关周期中维持“断开”状态。

下面将指出，可以通过例如把适当的控制信号加在开关组件上来实现这种占空比控制。例如，在图 5 的实施例中，开关晶体管 $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6$ 的占空比控制可以通过微控制器 442 和驱动电路 444 把适当的基极驱动信号加在开关晶体管 $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6$ 上来实现。但是，显然，这种占空比控制也可以利用若干其他种开关器件和控制信号产生电路中的任何一种来实现。

图 4 的整流器、逆变器和平衡器电路 410， 420， 430 的第一、第二、第三、第四、第五和第六开关 411， 412， 421， 422， 431， 432 及图 5， 9-10， 13 和 15 实施例中的对应的部件是在一个或多个

与供应变换器 400 的 AC 输入电压 V_{in} 的频率相比相对较高的频率下工作的, 在一个或多个其中每一个都至少是 AC 输入电压 V_{in} 频率 10 倍以上的开关频率下工作则更好。利用相对较高的开关频率, 就允许磁性部件(例如, 电感 L_1, L_2, L_3)具有相对较小的尺寸。下面将指出, 尽管在开关 411, 412, 421, 422, 431, 432 之间可以使用不同的开关频率, 但也可以使用共同的频率。通过把输出电感 L_2 和电容 C_L 结合起来即可实现低通滤波, 以产生平滑的输出电压 V_{out} 。下面将指出, 输出电容 C_L 可以由负载体 20 提供, 正如图 4 中示出的, 或者也可以装入变换器 400 中。

三对开关包括第一和第二开关 411, 412、第三和第四开关 421, 422 以及第五和第六开关 431, 432, (以及图 5, 9-10, 13 和 15 实施例中对应的各对开关晶体管)最好以“互补”的方式工作。这样, 例如, 当第一开关 411 为“接通”时, 一般最好使图 4 的第二开关 412 处于“断开”状态, 以及反之亦然。但是, 下面将指出, 一般说来, 在本发明的范围内可以采用这样的实际电路实现, 其中“互补”开关以近似地或大体上互补的方式工作。例如, 一对互补开关可以以“先断开后接通”的方式工作, 使得这对开关中的一个略微在该对开关中的另一个开关接通之前断开。在另一种电路实现中, 允许一对互补开关的“接通”时间间隔略微重叠, 例如, 以“先接通后断开”的方式工作。提供这样的“先接通后断开”和“先断开后接通”操作方式的技术是本专业的技术人员已经知道的, 因而在这里不再更详细讨论。

图 6 举例说明当输入电压 V_{in} 等于或接近输出电压 V_{out} 要求的电平时图 4 的变换器 400 的示例性操作。在输入电压 V_{in} 的正半周 610 过程中, 第一开关 411 以接近于 100% 的占空比工作(亦即, 接近于持续的“接通”状态), 而第二开关 412 以接近于 0% 的互补占空比工作(亦即, 接近于持续的“断开”状态)。第三开关 421 和第四开关 422 亦分别以接近 100% 和接近 0% 的互补占空比工作。这样, 在输入节点 401 和输出节点 403 处负载 20 之间, 通过第一电压母线 402a 提供基本上连续

的低阻抗连接。结果，第一 DC 电压 V_1 和输出电压 V_{out} 基本上跟踪输入电压 V_{in} 。尽管平衡器电路 430 可以维持非激活状态，亦即第五和第六开关都维持在“断开”状态，但是第五开关 431 最好工作在接近 0% 的占空比，直至第一 DC 电压 V_1 降低到第一阈值电压 V_{T1} 以下为止，而同时第六开关 432 以接近 100% 的互补占空比工作。

在输入电压 V_{in} 的负半周 620 的过程中，改变第一、第二、第三和第四开关 411，412，421，422 的占空比。第一和第二开关 411，412 分别以接近 0% 和接近 100% 的互补占空比工作，而同时第三和第四开关 421，422 分别以接近 0% 和接近 100% 的互补占空比工作。这在输入节点 401 和输出节点 403 之间通过第二电压母线 402b 提供基本上连续的低阻抗连接，使得第二 DC 电压 V_2 和输出电压 V_{out} 基本上跟踪输入电压 V_{in} 。像正半周一样，尽管平衡器电路 430 可以维持非激活状态，但是在第二 DC 电压 V_2 小于第二阈值电压 VT_2 时，第五开关 431 最好以接近 100% 的占空比工作，而第六开关 432 则以接近 0% 的互补占空比工作。

平衡器电路 430 中的开关 431，432 可以用来通过在阈值电压 V_{T1} ， VT_2 之间改变这些开关的占空比，而在接近零伏处使输出电压 V_{out} 平滑过渡。当在正半周 620 过程中第一 DC 电压 V_1 降低到第一阈值电压 V_{T1} 以下时，平衡器电路 430 开始增大第五开关 431 的占空比，而同时以互补方式降低第六开关 432 的占空比，这样在输入电压 V_{in} 实际过零之前，向负方向驱动第二 DC 电压 V_2 。分别增大和减小第五和第六开关 431，432 的占空比，使得到第二 DC 电压 V_2 变得比第二阈值电压 VT_2 更负的时候，第五和第六开关分别以接近 100% 和接近 0% 的占空比切换。第二 DC 电压 V_2 的这种提前产生，使逆变器电路 420 能够以这样的方式切换，使得能够实现在过零伏处输出电压 V_{out} 的比较平滑的过渡。

通过以互补方式改变第五和第六开关 431，432 的占空比，即可在负半周 620 的过程中在 AC 输入电压 V_{in} 接近零伏时，实现类似的过

零控制。当第二 DC 电压 V_2 增大到第二阈值电压 VT_2 以上时，减小第五开关 431 的占空比，而同时增大第六开关的占空比，在输入电压 V_{in} 过零之前，向正的方向驱动第一 DC 电压 V_1 。分别减小和增大第五和第六开关 431，432 的占空比，使得第一 DC 电压 V_1 超过第一阈值电压 V_{T1} 的时候，第五和第六开关 431，432 分别以接近 0% 和接近 100% 的互补占空比切换。

图 7 举例说明当输入电压 V_{in} 降低到输出电压 V_{out} 要求的电平以下时图 4 的变换器 400 的示范性操作。在输入电压 V_{in} 正半周 710 的过程中，第一和第二开关 411，412 分别以足够地低于 100% 和足够地高于 0% 的互补占空比操作，使得开关 411，412 和第一电感 L_1 起把第一 DC 电压 V_1 提升至输入电压 V_{in} 以上的作用。第三开关 421 和第四开关 422 分别以接近 100% 和接近 0% 的互补占空比操作，在第一电压母线 402a 和输出节点 403 之间提供基本上连续的低阻抗连接。当第一 DC 电压 V_1 高于第一阈值电压 V_{T1} 时，平衡器电路 430 的第五和第六开关 431，432 分别以接近 0% 和接近 100% 的互补占空比操作。但是，当第一 DC 电压 V_1 降低到第一阈值电压 V_{T1} 以下时，可以分别增大和减小平衡器电路 430 的第五和第六开关 431，432 的占空比，而同时对逆变器电路 420 的第三和第四开关 421 和 422 进行调制，以便使输出电压 V_{out} 平滑过零。

在输入电压 V_{in} 的负半周 720 的过程中，改变第一、第二、第三和第四开关 411，412，421，422 的占空比。第一和第二开关 411，412 分别以足够地大于 0% 和足够地小于 100% 的互补占空比操作，使得第一和第二开关 411，412 和第一电感 L_1 起把第二 DC 电压 V_2 驱动得比输入电压 V_{in} 更负的作用。第三和第四开关 421，422 分别以接近 0% 和接近 100% 的互补占空比操作，在第二电压母线 402b 和输出节点 403 之间提供基本上连续的低阻抗连接。在第二 DC 电压 V_2 低于第二阈值电压 VT_2 的过程中，平衡器电路 430 的第五和第六开关 431，432 分别以接近 100% 和接近 0% 的互补占空比工作，使输出电压 V_{out}

基本上跟踪第二 DC 电压 V_2 。但是，当第二 DC 电压超过第二阈值电压 VT_2 时，可以分别减小和增大平衡器电路 430 的第五和第六开关 431，432 的占空比，而同时对逆变器电路 420 的第三和第四开关进行调制，以便使输出电压 V_{out} 平滑过零。

图 8 举例说明当输入电压 V_{in} 超过输出电压 V_{out} 要求的电平时图 4 的变换器 400 的示范性操作。在输入电压 V_{in} 正半周 810 的过程中，第一开关 411 以接近于 100% 的占空比操作，而同时第二开关 412 以接近于 0% 的互补占空比操作，以此在输入节点 401 和第一电压母线 402a 之间提供基本上连续的低阻抗连接。第三和第四开关 421，422 分别以足够地小于 100% 和足够地大于 0% 的互补占空比操作，使得第三和第四开关 421，422 和第二电感 L_2 起减小加在负载 20 上的输出电压 V_{out} 的振幅的作用。当第一 DC 电压 V_1 高于第一阈值电压 V_{T1} 时，平衡器电路 430 的第五和第六开关 431，432 最好分别以接近 0% 和接近 100% 的互补占空比操作，它可以如上所述在电容 C_1 ， C_2 之间提供有利的能量传输。但是，当第一 DC 电压 V_1 降低到第一阈值电压 V_{T1} 以下时，可以分别增大和减小平衡器电路 430 的第五和第六开关的占空比，而同时对逆变器电路 420 的第三和第四开关 421 和 422 进行调制，以便使输出电压 V_{out} 平滑过零。

在输入电压 V_{in} 的负半周 820 的过程中，改变第一、第二、第三和第四开关 411，412，421，422 的占空比。第一和第二开关 411，412 分别以接近于 0% 和接近于 100% 的互补占空比操作，因此在输入节点 401 和第二电压母线 402b 之间提供基本上连续的低阻抗连接。第三和第四开关 421，422 分别以足够地大于 0% 和足够地小于 100% 的互补占空比操作，使得开关 421，422 和第二电感 L_2 起减小加在负载 20 的输出电压 V_{out} 的振幅的作用。在第二 DC 电压 V_2 低于第二阈值电压 VT_2 的过程中，平衡器电路 430 的第五和第六开关 431，432 分别以接近 100% 和接近 0% 的互补占空比工作。但当第二 DC 电压 V_2 超过第二阈值电压 VT_2 时，可以分别减小和增大平衡器电路 430 的第五和

第六开关 431, 432 的占空比, 而同时对逆变器电路 420 的第三和第四开关 421, 422 进行调制, 以便使输出电压 V_{out} 平滑过零。

图 9 举例说明按照本发明另一个实施例的功率变换器 600, 其中可以设置二次电源, 例如蓄电池 460, 以便在 AC 电源 10 断电时产生输出电压 V_{out} 。如图所示, 不是 AC 电源 10 就是蓄电池 460 通过传输开关 ST 连接到输入电感 L_1 。控制这样的传输开关的技术对本专业的技术人员而言是已知的, 因而在此不再更详细地讨论。

当传输开关 ST 处于把蓄电池 460 连接到电感 L_1 的状态时, 亦即当变换器 600 以蓄电池 460 提供的 DC 电源为动力工作时, 整流器电路 410 起蓄电池升压电路的作用。为了产生所需的正弦输出电压 V_{out} 的正半周, 当蓄电池电压 V_B 大于所需的输出电压 V_{out} 时, 第一晶体管 Q_1 首先以接近于 100% 的占空比工作, 而第二晶体管 Q_2 以接近于 0% 的互补占空比工作。平衡其电路 430 可以维持非激活状态, 但是最好这样操作, 使得第五开关 Q_5 以接近于 0% 的占空比切换, 而同时第六开关 Q_6 以接近于 100% 的互补占空比切换。逆变器 420 的晶体管 Q_3, Q_4 的占空比这样变化, 使得第一电压母线 402a 的电压 V_1 被压低(buck), 以便产生所需的输出电压 V_{out} 。

但是, 一旦所需要的输出电压 V_{out} 大于蓄电池电压 V_B , 就改变整流器电路 410 的第一和第二晶体管 Q_1, Q_2 的占空比, 以适当地提升第一电压母线 402a 上必须跟踪所需要的输出电压 V_{out} 的电压 V_1 。改变平衡器电路 430 的第五和第六晶体管 Q_5, Q_6 的占空比, 以便分别以接近于 0% 和接近于 100% 的占空比工作。逆变器电路 420 的晶体管 Q_3, Q_4 分别以接近于 100% 和接近于 0% 的互补占空比工作。

当所需要的输出电压 V_{out} 再次小于蓄电池电压 V_B (向着正半周的结束处) 时, 整流器晶体管 Q_1, Q_2 再次分别以接近于 100% 和接近于 0% 的互补占空比工作。平衡器电路 430 可以维持非激活状态, 但是, 最好第五晶体管 Q_5 以接近于 0% 的占空比切换, 而第六晶体管 Q_6 以接近于 100% 的互补占空比切换。逆变器 420 的晶体管 Q_3, Q_4 以这样的方式

切换,使得第一电压母线 402a 上的电压 V_1 被压低(buck),以便提供所需要的输出电压 V_{out} 。

5 为了产生所需要的输出电压 V_{out} 的负半周,整流器 410 的晶体管 Q_1, Q_2 分别以接近于 100%和接近于 0%的互补占空比工作,以便使第一电压母线 402a 上的电压 V_1 大致上与蓄电池电压 V_B 相同。以这样的方式改变平衡器 430 晶体管 Q_5, Q_6 的占空比,使得第二电压母线 402b 上的电压 V_2 大体上跟踪所需要的输出电压 V_{out} 。在第二电压母线 402b 上的电压 V_2 大致为所需要的输出电压 V_{out} 时,逆变器 420 的晶体管 Q_3, Q_4 分别以接近于 0%和接近于 100%的占空比工作。

10 下面将指出,上述操作可以用来产生范围更宽的输出电压波形。例如,适当地调制整流器和平衡器电路 410, 430 的开关元件,图 9 的功率变换器 600 就可以产生正弦、准正弦、方波、准方波和各种各样的输出波形。

15 图 10 举例说明按照本发明另一个实施例的功率变换器 700,它类似于图 5 的实施例,只是增加了蓄电池耦合电路 470,后者包括通过开关 S_B 和电感 L_4 选择性地把蓄电池 460 耦合到第一电压母线 402a 和中性母线 N 的第七和第八开关晶体管 Q_7, Q_8 。可能是机械的或其他开关器件的开关 S_B 并不是必要的,但若在蓄电池 460 不需要充电时将其断开,则可减少能量损失。

20 当开关 S_B 接通时,最好这样控制第一 DC 电压 V_1 ,使得它永远不低于蓄电池电压 V_B 。整流器电路 410 的第一和第二开关晶体管 Q_1, Q_2 和/或平衡器电路 430 的第五和第六开关晶体管 Q_5, Q_6 的开关操作可以控制第一 DC 电压 V_1 。当第一 DC 电压 V_1 超过蓄电池电压 V_B 时,可以对第七开关晶体管 Q_7 进行调制(切换),以产生对蓄电池 460 充电的电流。

25 图 11 是波形图,它举例说明对蓄电池 460 充电时图 10 实施例的示范性操作。对输入电压 V_{in} 正半周 1110 中第一 DC 电压 V_1 大于蓄电池电压 V_B 的部分,切换第七和第八开关晶体管 Q_7, Q_8 ,以便允许电流

从第一电压母线 402a 流入蓄电池 460。在负半周 1120 过程中，在输入电压 V_{in} 的振幅大于蓄电池电压 V_B 时，平衡器电路 430 的第五和第六开关晶体管 Q_5, Q_6 各自以 50% 的占空比工作。在这个过程中这使第一 DC 电压 V_1 一直显著地大于蓄电池电压 V_B ，使第七和第八晶体管 Q_7, Q_8 能够切换，以提供从第一电压母线 402a 流入蓄电池的电流。这样，就可以使在输入电压 V_{in} 的正半周和负半周 1110, 1120，从 AC 电源 10 流出的电流基本上保持对称。

参照图 12，当蓄电池 460 不需要充电时，可以这样操作第七和第八晶体管 Q_7, Q_8 ，使得在输入电压 V_{in} 的正半周 1210 过程中电流不在蓄电池 460 和第一电压母线 402a 之间流动。若开关 S_B 仍旧断开，则在输入电压 V_{in} 的负半周 1220 的过程中把平衡器 430 的操作从上述参照图 10 的操作加以改变，以提供更加有效的操作，而同时使第一 DC 电压 V_1 维持等于或高于蓄电池电压 V_B ，并防止电流在它们之间流动。若开关 S_B 断开，则可使效率得到进一步的改进，因为第一 DC 电压 V_1 不必再受大于或等于蓄电池电压 V_B 的约束。

图 13 举例说明按照本发明再一个实施例的功率变换器 800，其中第五和第六开关晶体管 Q_5, Q_6 经由电感把中性母线 N 耦合到第一和第二电压母线 402a, 402b，所述电感是由变压器 T_1 的第一绕组 L_a 提供的。具体地说，第五和第六开关晶体管 Q_5, Q_6 选择性地把第一和第二电压母线 402a, 402b 耦合到该绕组 L_a 的第一端抽头，该绕组 L_a 的中心抽头耦合到中性母线 N。该绕组 L_a 的第二端抽头耦合到耦合在第一和第二电压母线 402a, 402b 之间的串联二极管对 D_1, D_2 之间的节点上。

按照本发明的另一个方面，也用图 13 的实施例举例说明的第二电源(这里是蓄电池 460)，可以通过开关 S_B 和 AC 电压发生电路 450(例如，蓄电池变换器电路)耦合到变压器 T_1 的第二绕组 L_b 。在蓄电池供电或蓄电池升压方式下，开关 S_B 接通，而且 AC 电压产生电路 450 在第二绕组 L_b 的两端从蓄电池 460 产生的 DC 电压产生 AC 电压(例如，方波、准方波、正弦波、准正弦波或其他周期性或准周期性电压)。这

在第一绕组 L_a 的两端感应出相应的 AC 电压。在开关控制电路(诸如图 5 所示的开关控制电路 440)的适当控制下, 第五和第六晶体管 Q_5, Q_6 连同二极管 D_1, D_2 一起, 从在第一绕组 L_a 两端感应的 AC 电压在第一和第二电压母线 402a, 402b 上产生 DC 电压 V_1, V_2 。这些 DC 电压 V_1, V_2 可以由逆变器 420 逆变而在输出母线 403 上产生 AC 电压。蓄电池 460 可以通过断开开关 S_B 而解耦, 正如把变换器 800 作为离线 UPS 时所做的那样。

在按照本发明的各个实施例中, AC 电压产生电路 450 可以作为组合的蓄电池变换器/充电器电路。在蓄电池充电方式下, AC 电压产生电路 450 像整流器一样地工作, 在蓄电池两端从第二绕组 L_b 上感应的 AC 电压产生 DC 电压, 这样便可以令蓄电池 460 充电。以下参考图 15 描述这种双重目的的 AC 电压产生电路 450 的一个示范性的实现。

图 14 是波形图, 举例说明图 13 的变换器 800 的在提升输入电压 V_{in} 以产生所需要的输出电压 V_{out} 的情况下的示范性操作。这里, 最好在输入电压 V_{in} 的正半周和负半周中都用 50% 占空比操作第五和第六开关晶体管 Q_5, Q_6 两者。结果, 强制第一和第二 DC 电压 V_1, V_2 具有基本上相等的振幅。

图 14 的操作举例说明平衡器电路 430 的另一个有利的方面。以 50% 的占空比操作第五和第六晶体管 Q_5, Q_6 可以在输入电压 V_{in} 的正半周 1410 过程中提供从第二电容器 C_2 到第一电容器 C_1 的能量传输, 有助于在负载拉出电流时维持第一 DC 电压 V_1 。在输入电压 V_{in} 的负半周过程中也可以提供类似的从第一电容器 C_1 到第二电容器 C_2 的能量传输。与许多传统的变换器设计中所用的储能电容相比, 这种传输能量的能力可使给定功率额定值下的电容 C_1, C_2 具有相对较小的电容量。

详细地说, 上述能量传输使电容器 C_1, C_2 中的每一个都可以具有小于 1 的“每单位”电容量。每单位电容量可以描述如下。若标称

AC 电压加在电容器 C_1, C_2 中一个的两端, 则该电容器会拉出与其电容量成正比的 AC 电流。若这个电流等于标称 AC 电压下该功率变换器 400 的满负载 AC 电流, 则该电容器被描述为具有等于 1 的每单位电容量。若在标称 AC 电压下拉出的电流小于该变换器 800 的满负载 AC 电流, 则该电容器被描述为具有小于 1 的每单位电容量。

下面将指出, 图 13 的平衡器电路的实现利用了半桥配置, 而类似的功能可以利用全桥配置实现。参照图 15, 在按照本发明另一个实施例的功率变换器 900 中, 图 13 中的二极管 D_1, D_2 可以用第七和第八开关晶体管 Q_7, Q_8 代替, 其开关操作可以由例如开关控制电路按照图 5 的开关控制电路 440 的方法控制。下面将指出, 图 13 和 15 的实施例代表示范性实现, 而其他电路实现也落在本发明的范围内。例如, 晶体管 $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6, Q_7, Q_8$ 的开关功能可以由各种各样的开关器件提供, 诸如以上参照图 5 所描述的那些器件, 并由诸如以上参照图 5 所描述的若干种不同的控制电路实现中的任何一种加以控制。

图 16 举例说明 AC 电压产生电路 450, 它也可以起组合蓄电池变换器/蓄电池充电器的作用。AC 电压产生电路 450 包括 4 个开关晶体管 Q_a, Q_b, Q_c, Q_d , 在变压器绕组 L_b 和蓄电池 460 之间连结成电桥的配置。这些晶体管 Q_a, Q_b, Q_c, Q_d 由开关控制电路 452 控制。限流电感 L_d 与蓄电池 460 以及开关 S_B 串联, 而蓄能电容器 C_s 连接在这个串联组合电路的两端。

开关控制电路 452 可以响应各种各样的状态输入, 诸如检测的蓄电池 460 电压。AC 电压产生电路 450 包括于其中的蓄电池变换器的检测的 AC 输入和输出电压来控制晶体管 Q_a, Q_b, Q_c, Q_d 的开关操作。例如, 在蓄电池供电方式下, 可以操作开关控制电路 452 来选择性地切换晶体管 Q_a, Q_b, Q_c, Q_d , 使得由蓄电池 460 在蓄能电容器 C_s 两端产生的 DC 电压翻转, 在绕组 L_b 的两端产生 AC 电压。例如, 这一点可以通过在所需要的 AC 线路频率下以与第二对晶体管 Q_c, Q_d 互补的模式切换第一对晶体管 Q_a, Q_b 来实现。

参照图 13 和 16，在充电方式下，可以通过平衡器电路 430 的第五和第六晶体管 431，432 的作用，把 AC 电压加在变压器 T_1 的第一绕组 L_a 上，在第二绕组 L_b 上感应 AC 电压。开关控制电路 452 可以选择性地切换晶体管 Q_a, Q_b, Q_c, Q_d ，使得绕组 L_b 上感应的 AC 电压被整流，以便在蓄能电容 C_s 两端产生 DC 电压，后者可以用来对蓄电池 460 充电。可以通过晶体管 Q_a, Q_b, Q_c, Q_d 的操作方式来控制蓄电池 460 两端的电压振幅，使得在蓄电池 460 接近充满时，可以减小流入蓄电池 460 的电流，以避免过充电。或者，可以断开开关 S_B 。

下面将指出，图 16 的实施例代表示范性的实现，而其他的电路实现也都落在本发明的范围内。例如，晶体管 Q_a, Q_b, Q_c, Q_d 的开关功能可以用若干种不同的开关器件，诸如就图 5 所描述的那些中的任何一种来提供，用开关控制电路 452 的若干种实现中的任何一种，诸如类似于图 5 所描述的开关控制电路 440 的一种来控制。下面将指出，图 5 和 16 的开关控制电路 440，452 的功能也可以结合在一个或多个器件上。还应该明白，尽管图 16 的 450 中举例说明的蓄电池变换器/蓄电池充电器的结合电路能够组合整流器和逆变器的操作，以便除了在绕组 L_b 的两端产生 AC 电压以外，还提供蓄电池充电，但是只提供由蓄电池产生的 DC 电压的逆变的 AC 电压产生电路 450 也可以用于本发明。这样的电路可以通过辅助的蓄电池充电电路(未示出)提供蓄电池充电。

在附图和说明书中，已经公开了本发明典型的最佳实施例，尽管使用了特定的术语，但它们只用于一般的和描述性的意义上，并非用于限制目的，本发明的范围由后附权利要求书提出。

图 1
现有技术

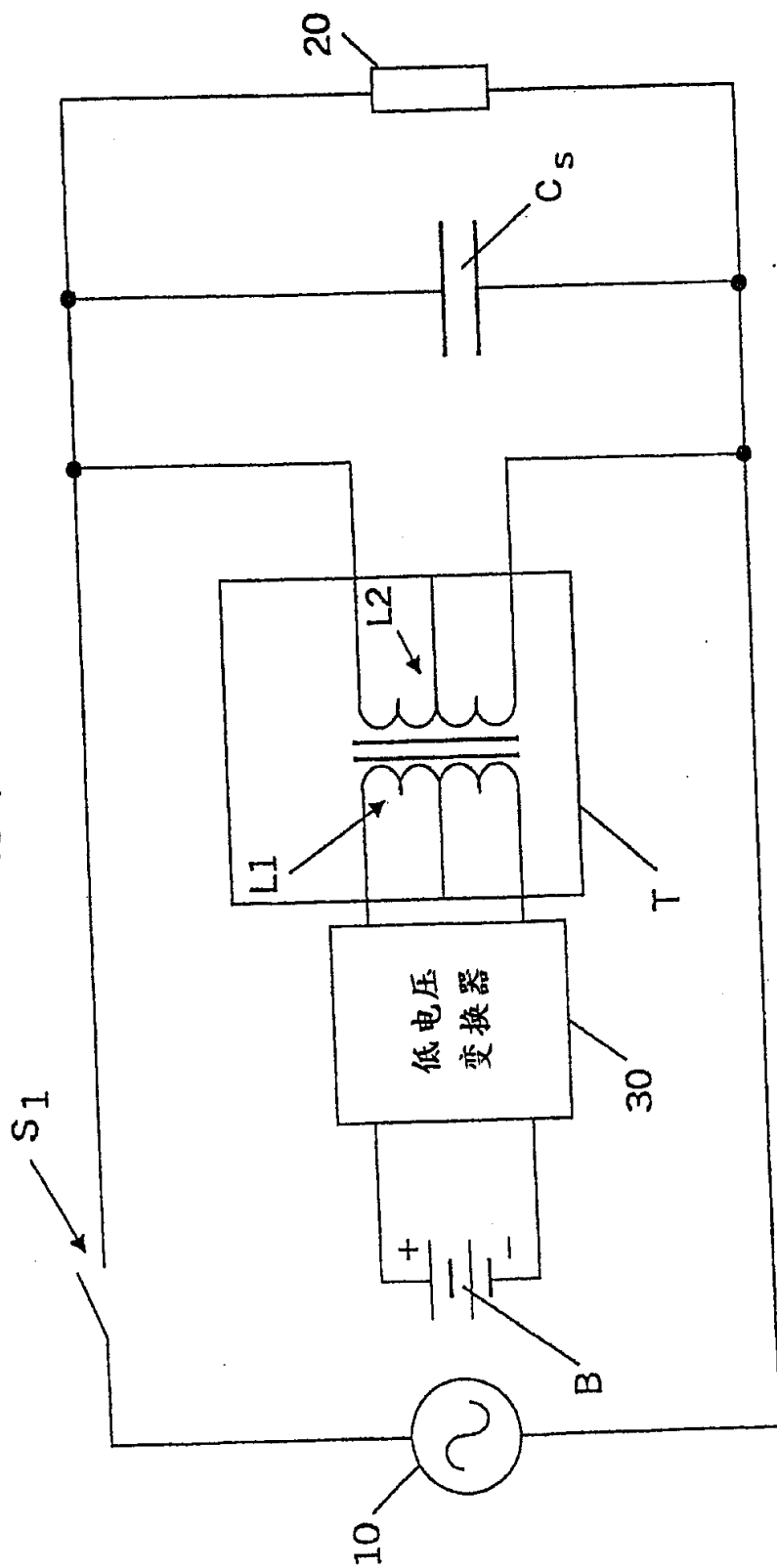


图 2
现有技术

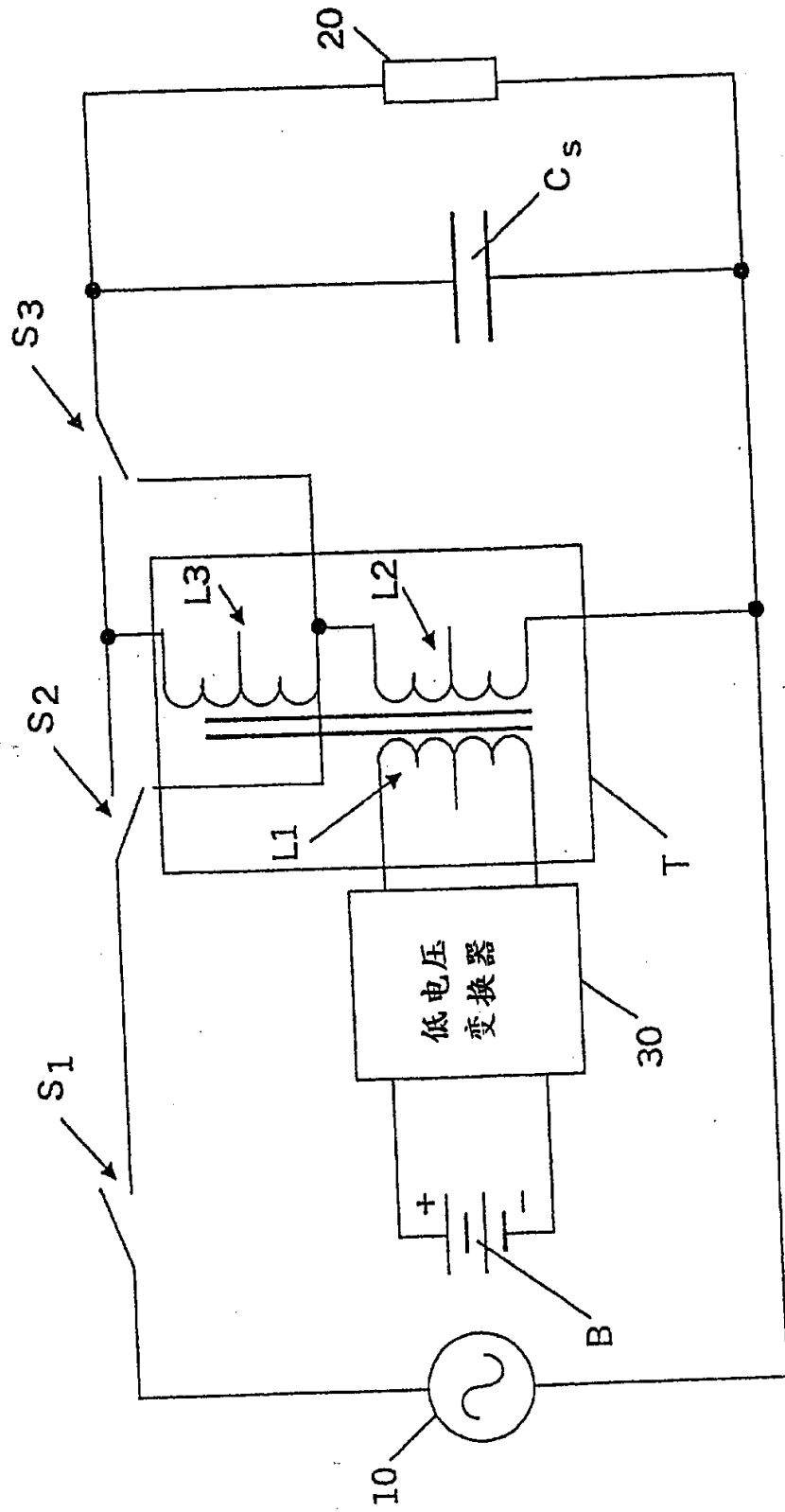


图 3
现有技术

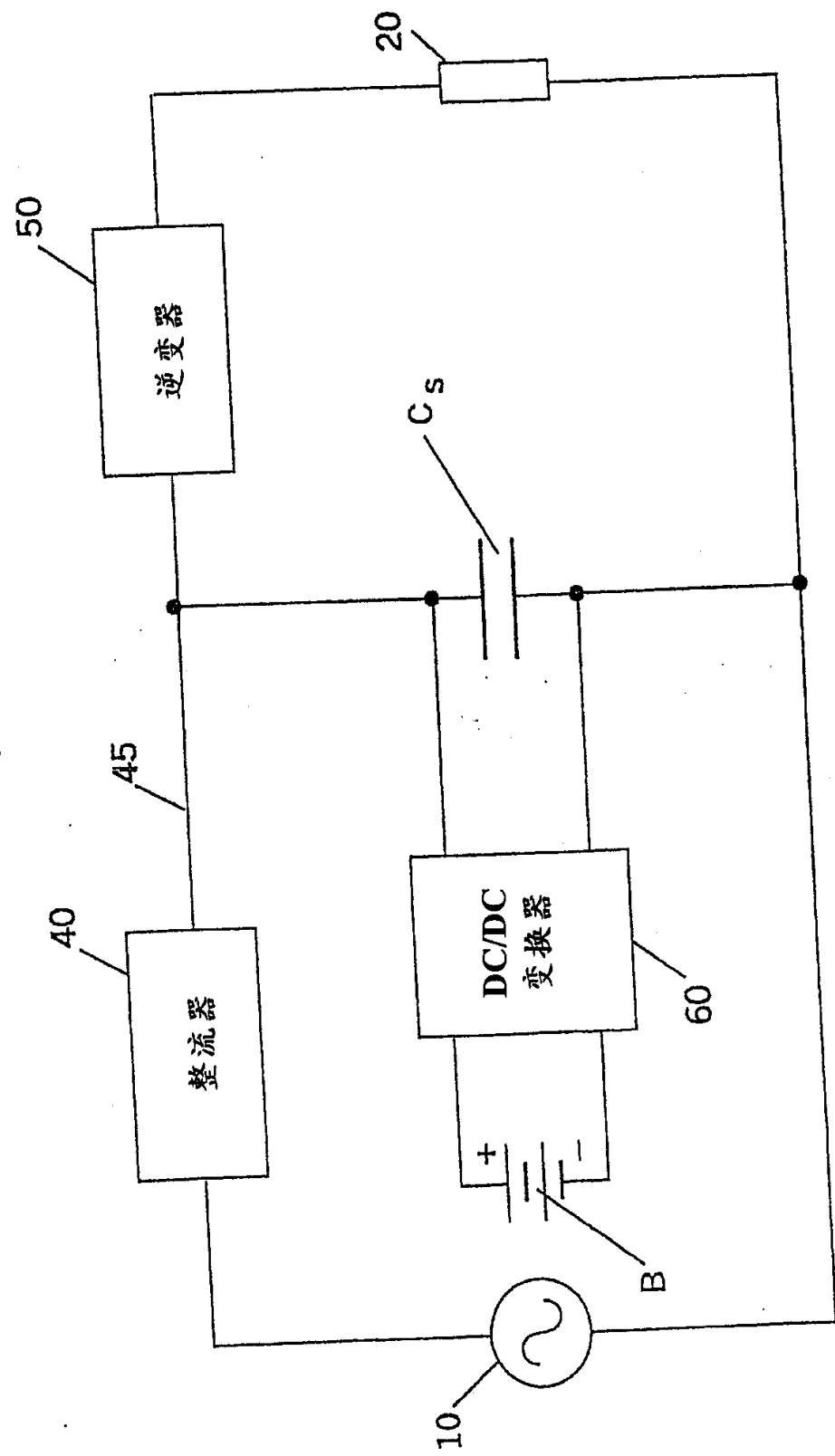


图 4

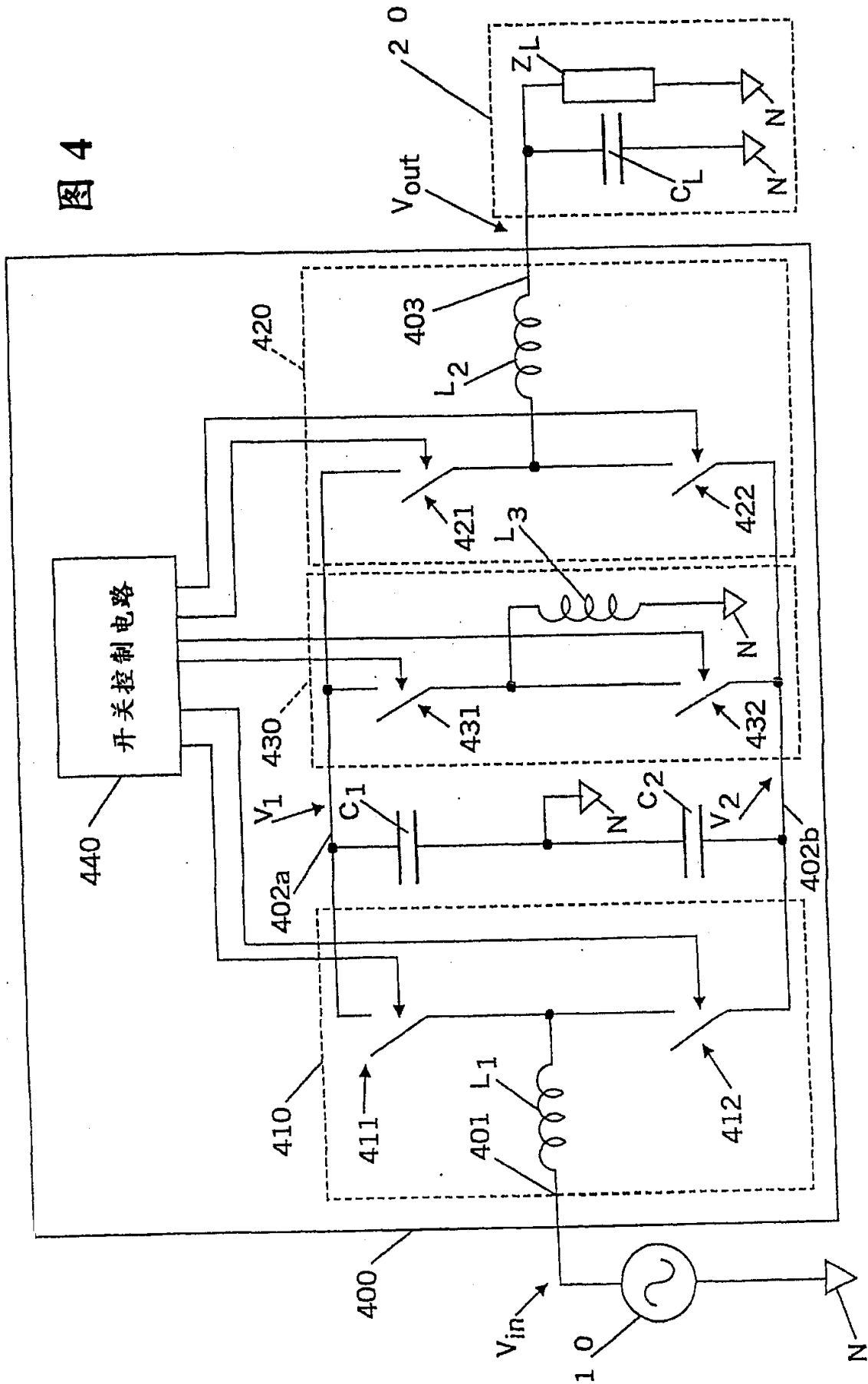
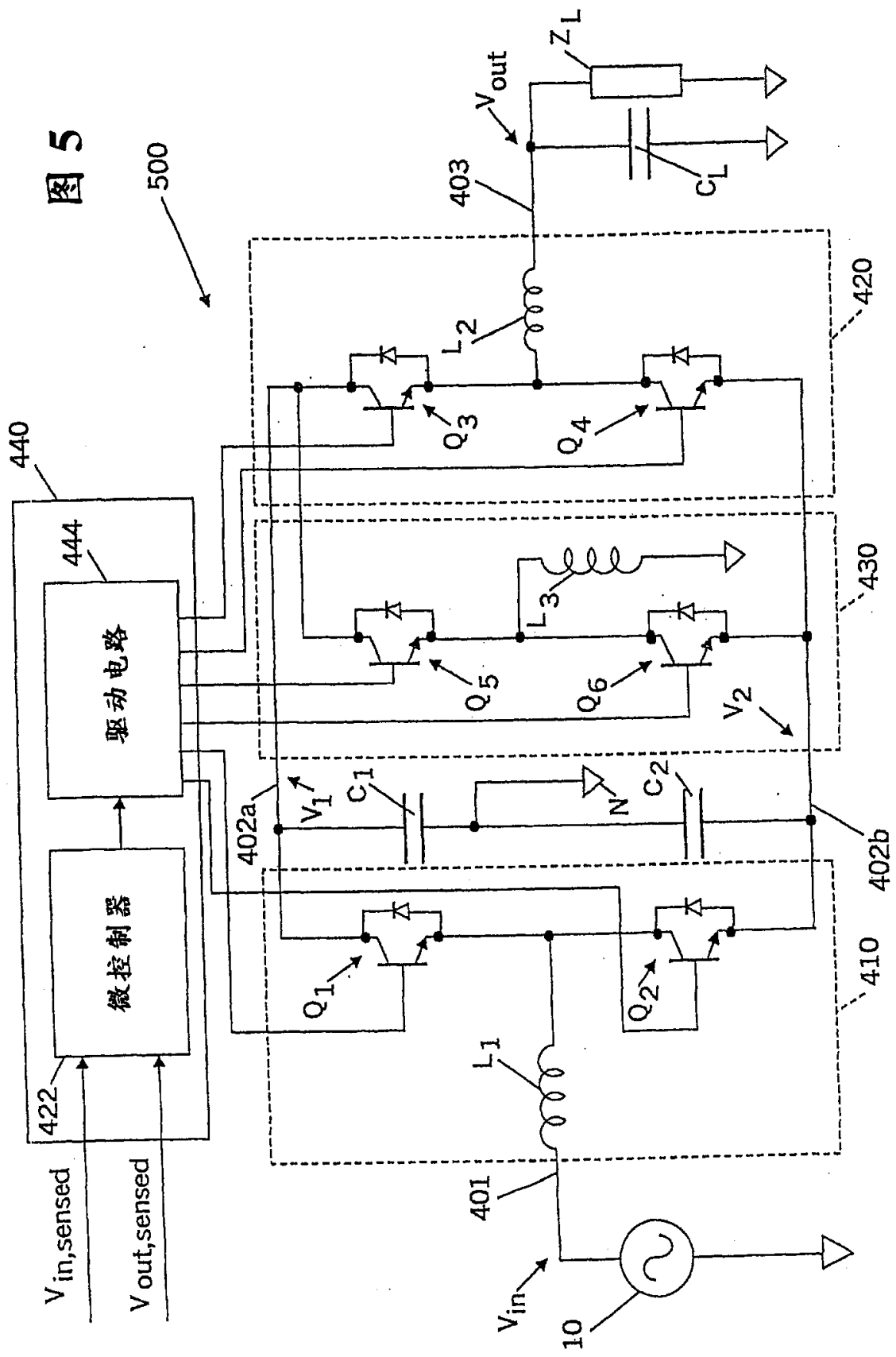


图 5



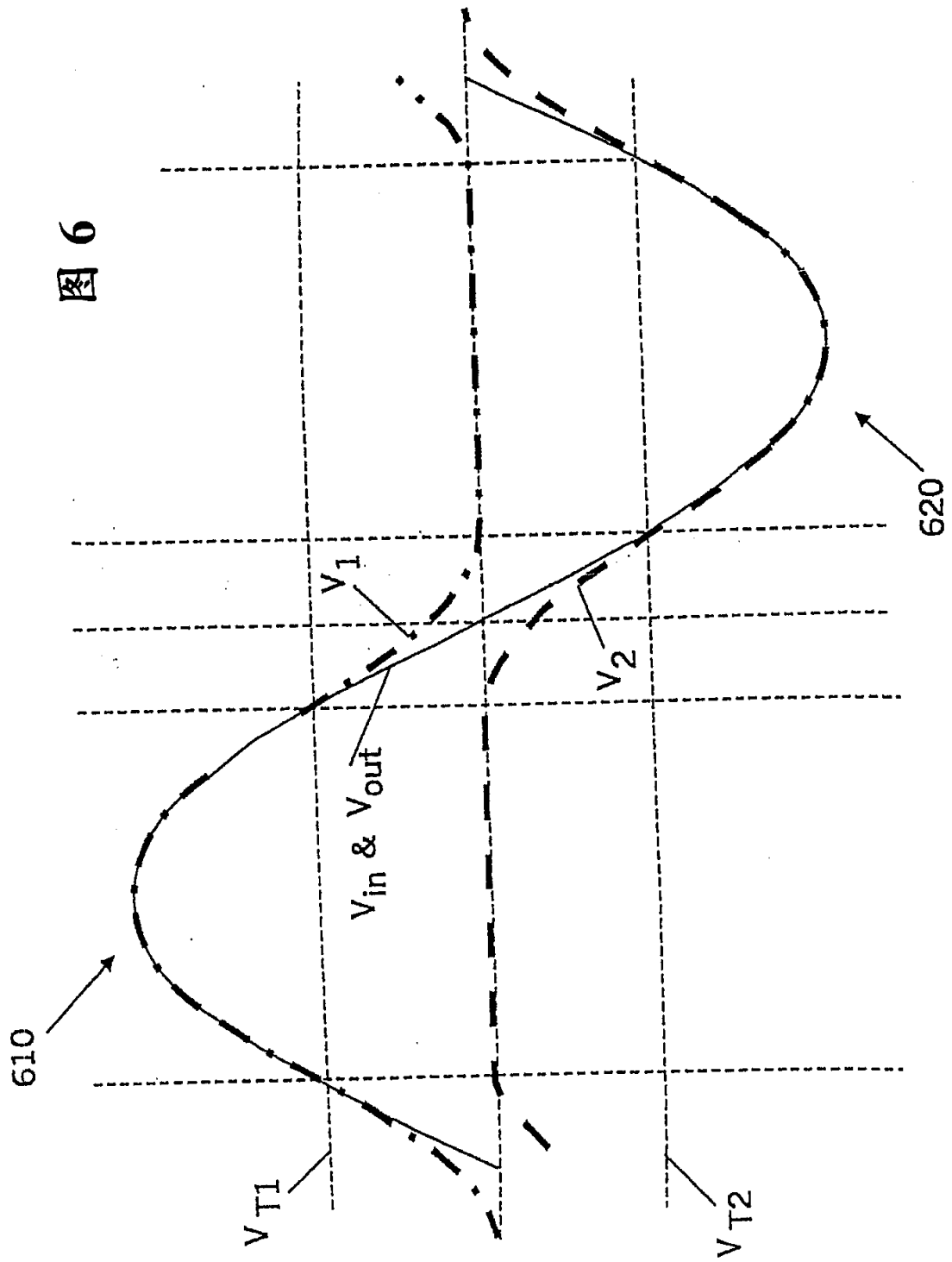
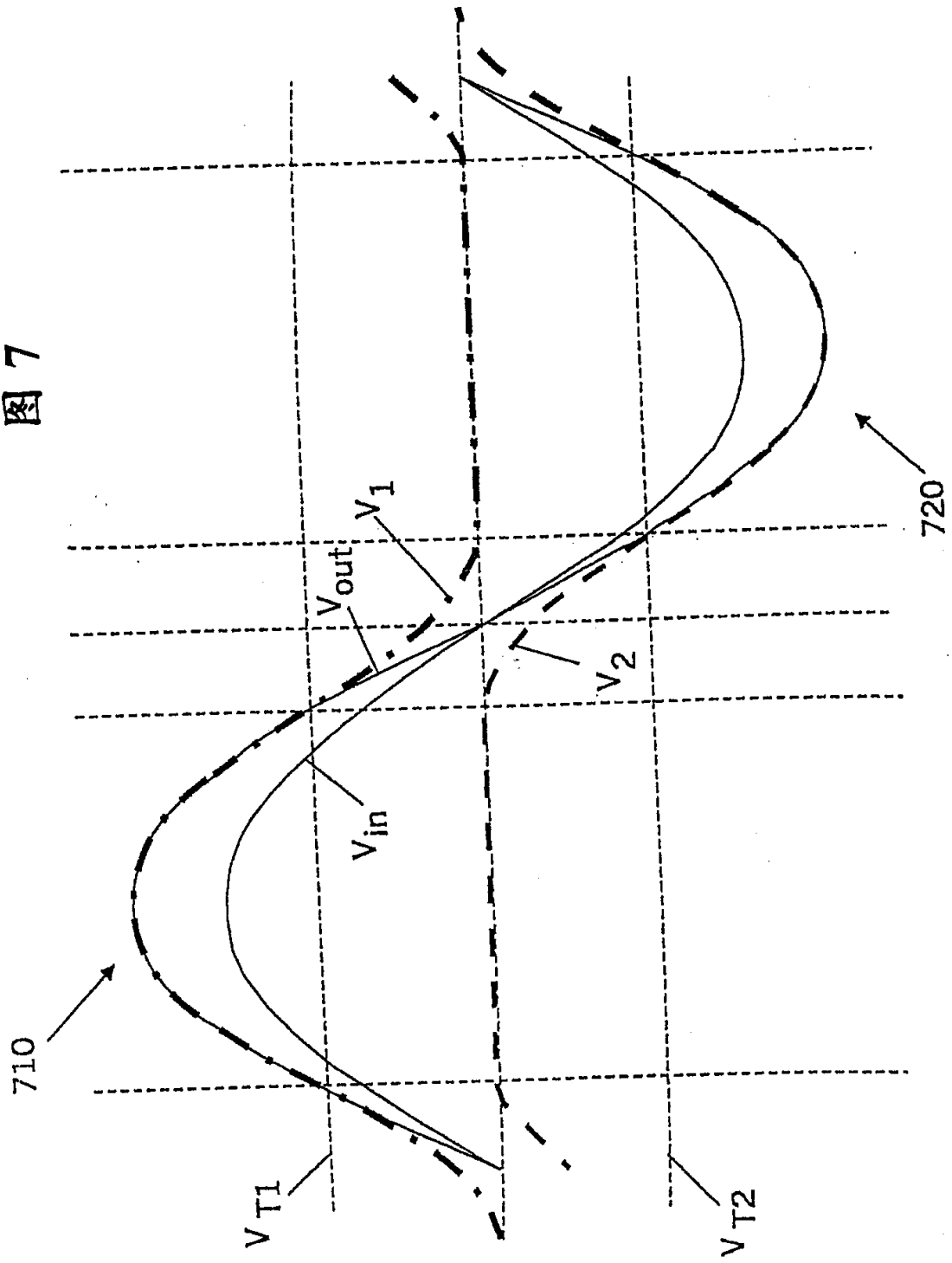


图 7



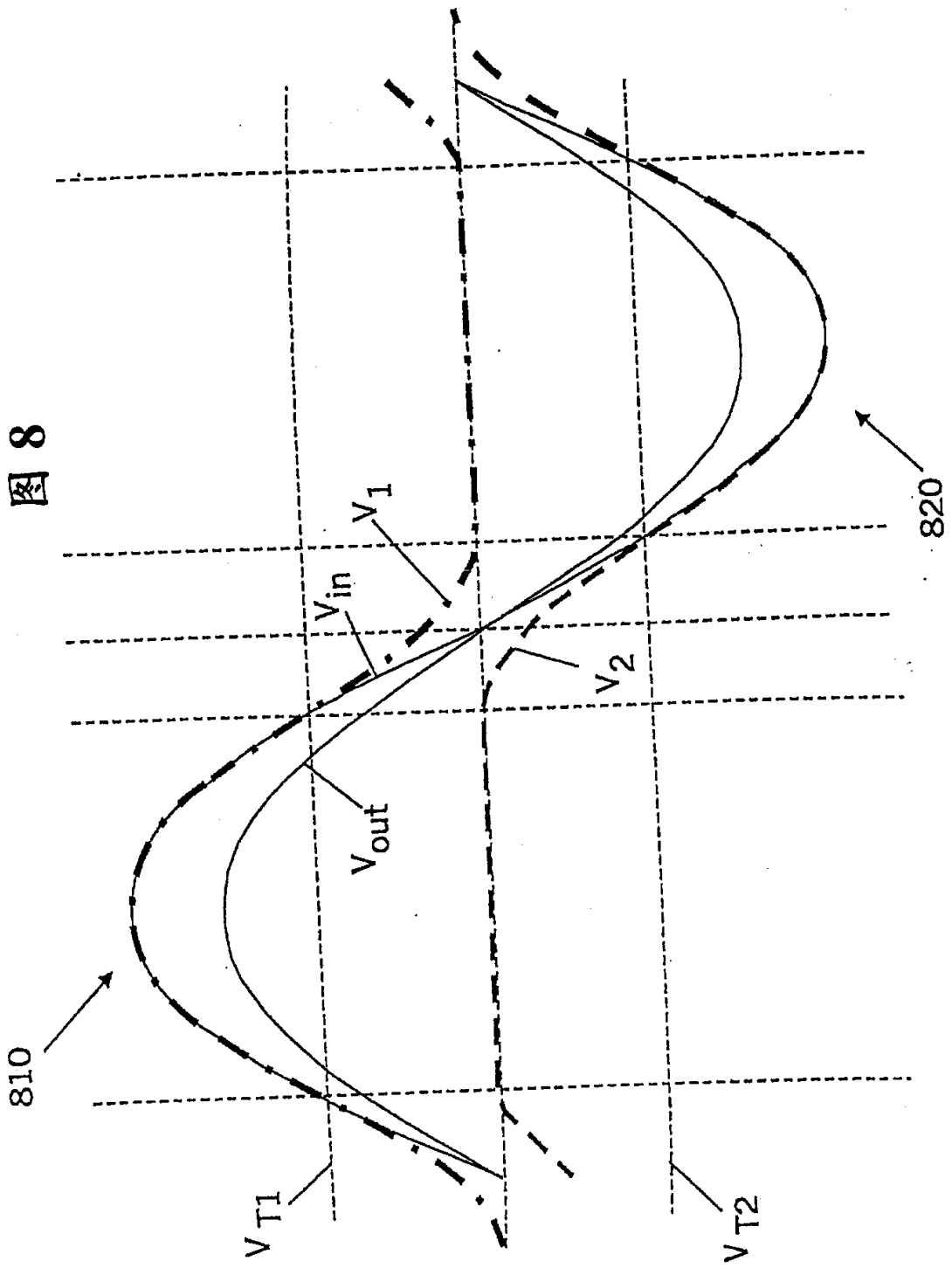
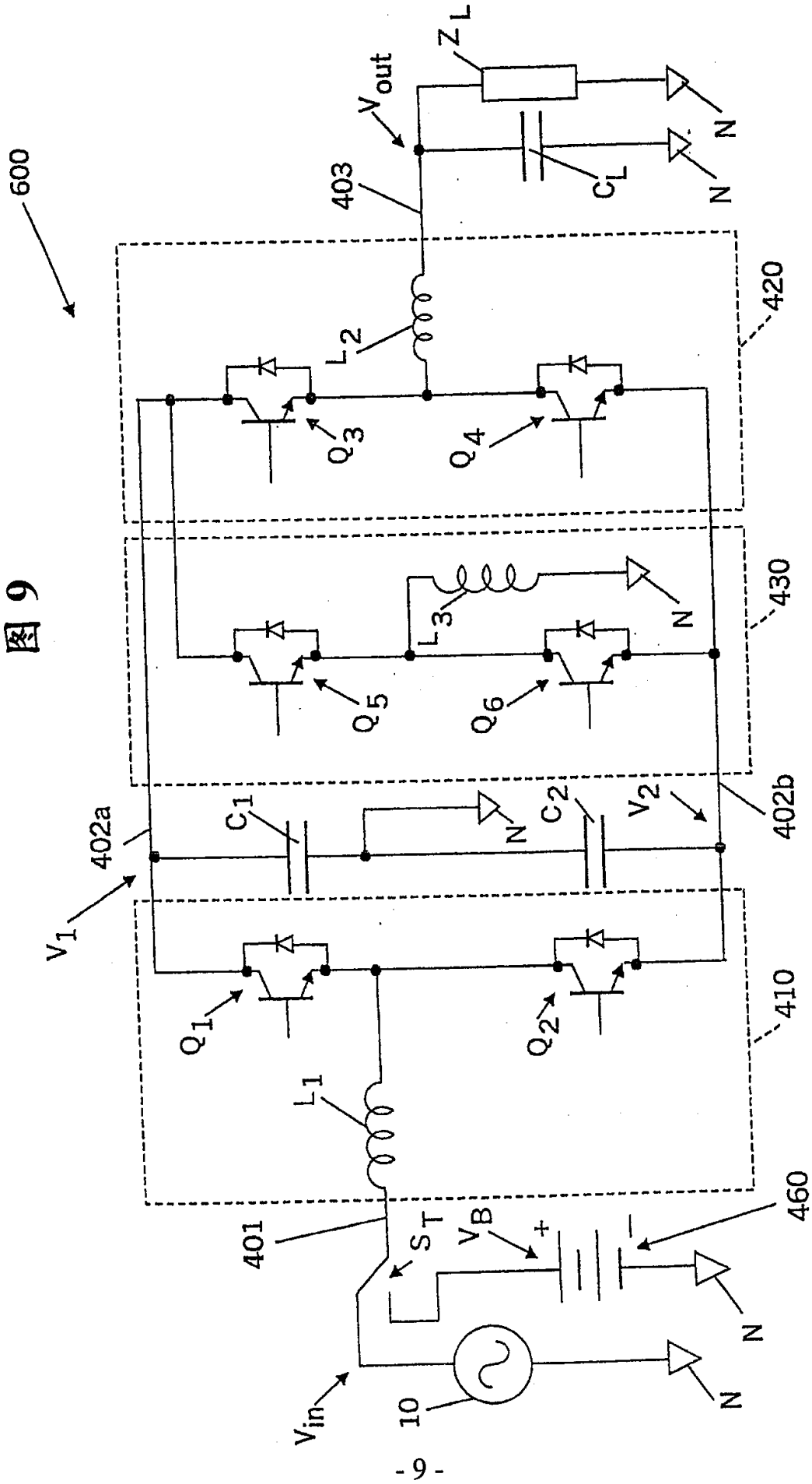
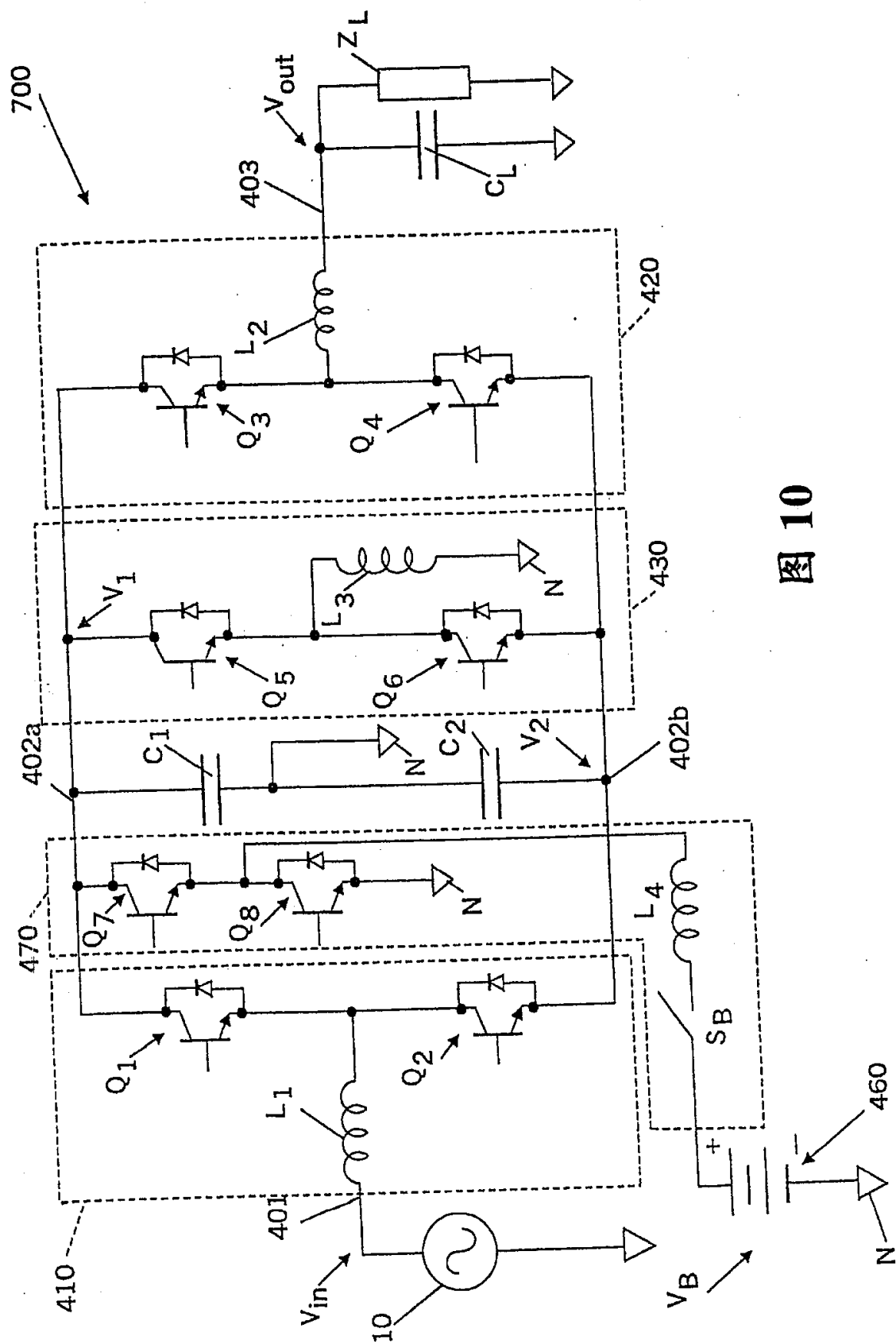


图 9





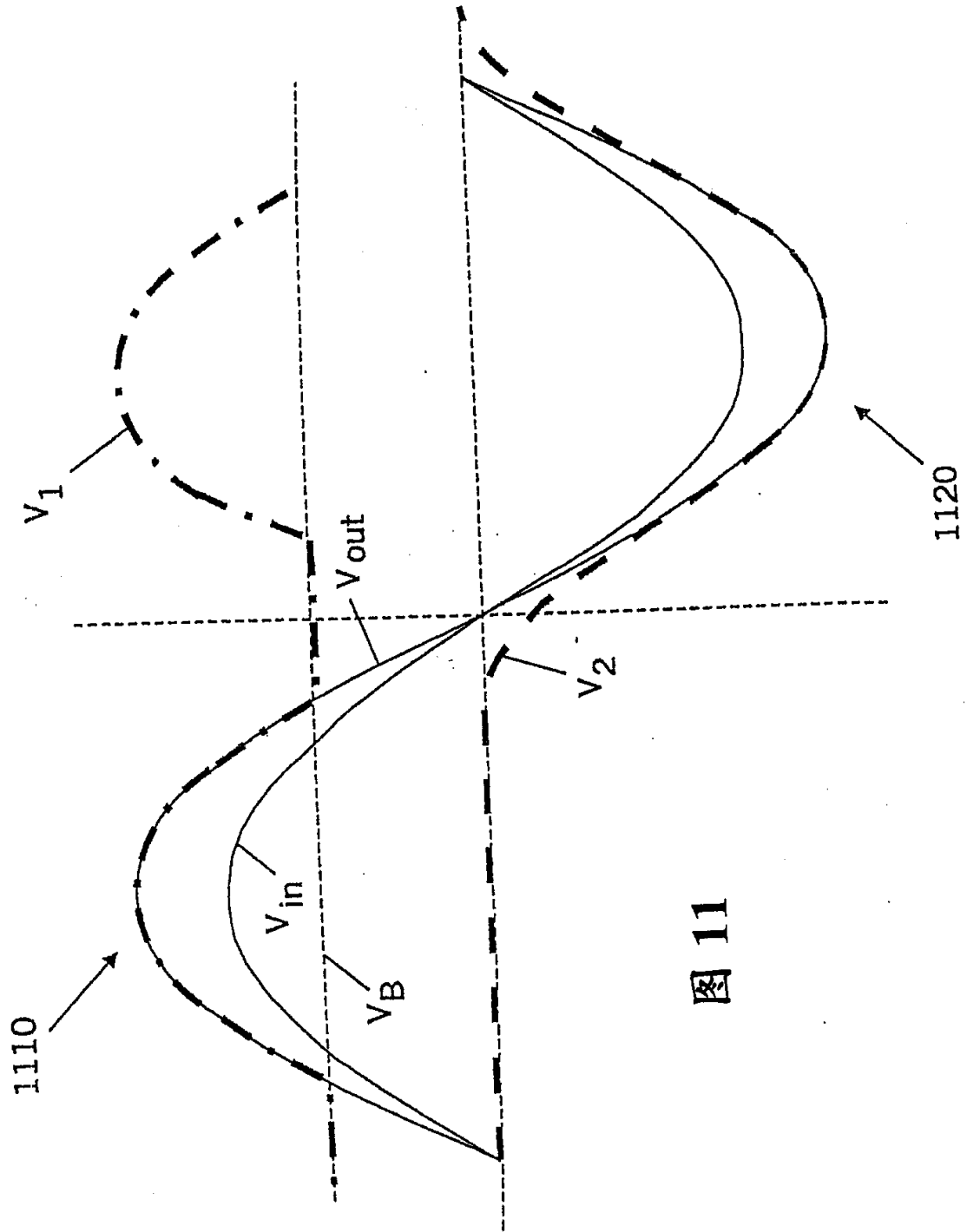


图 11

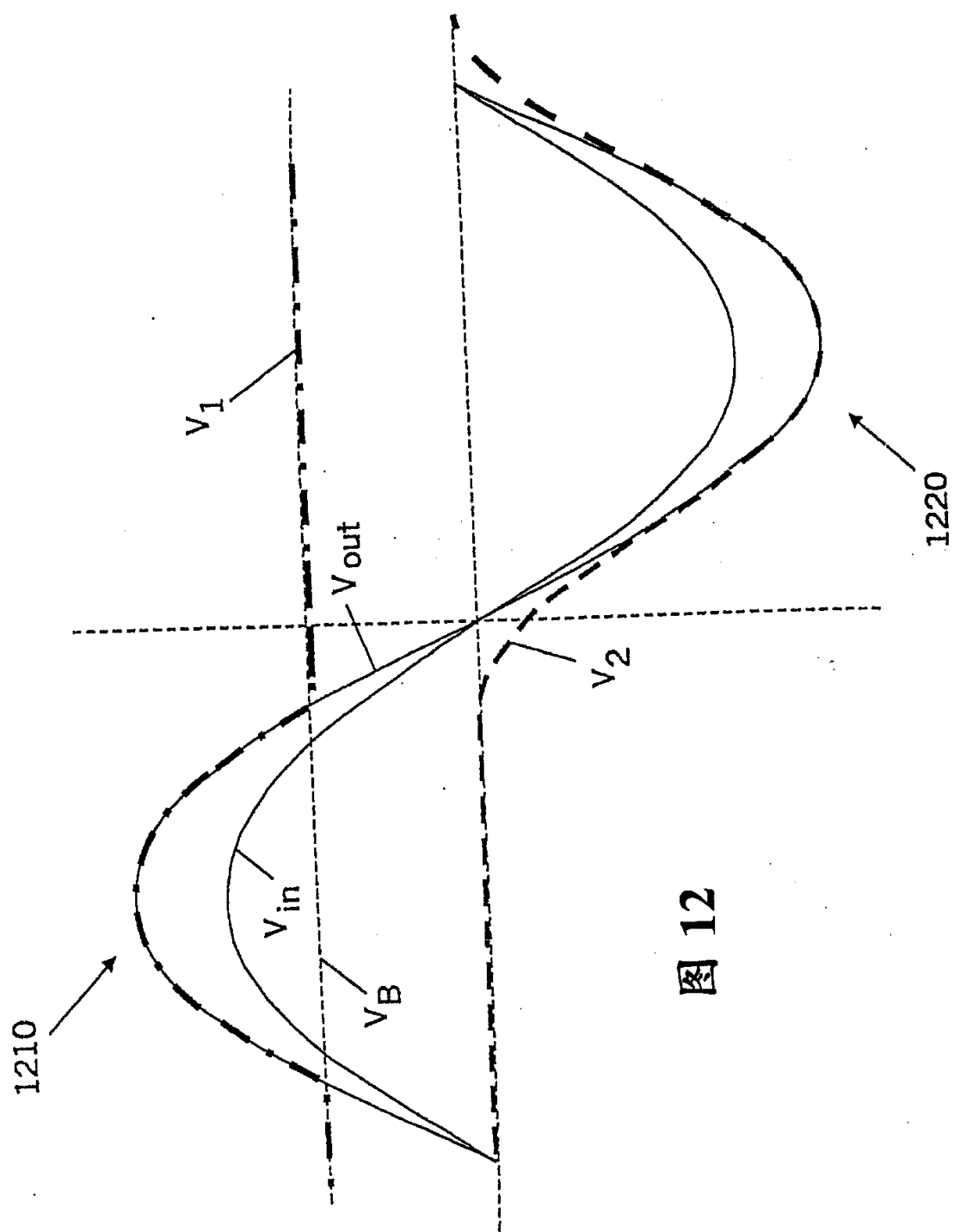


图 12

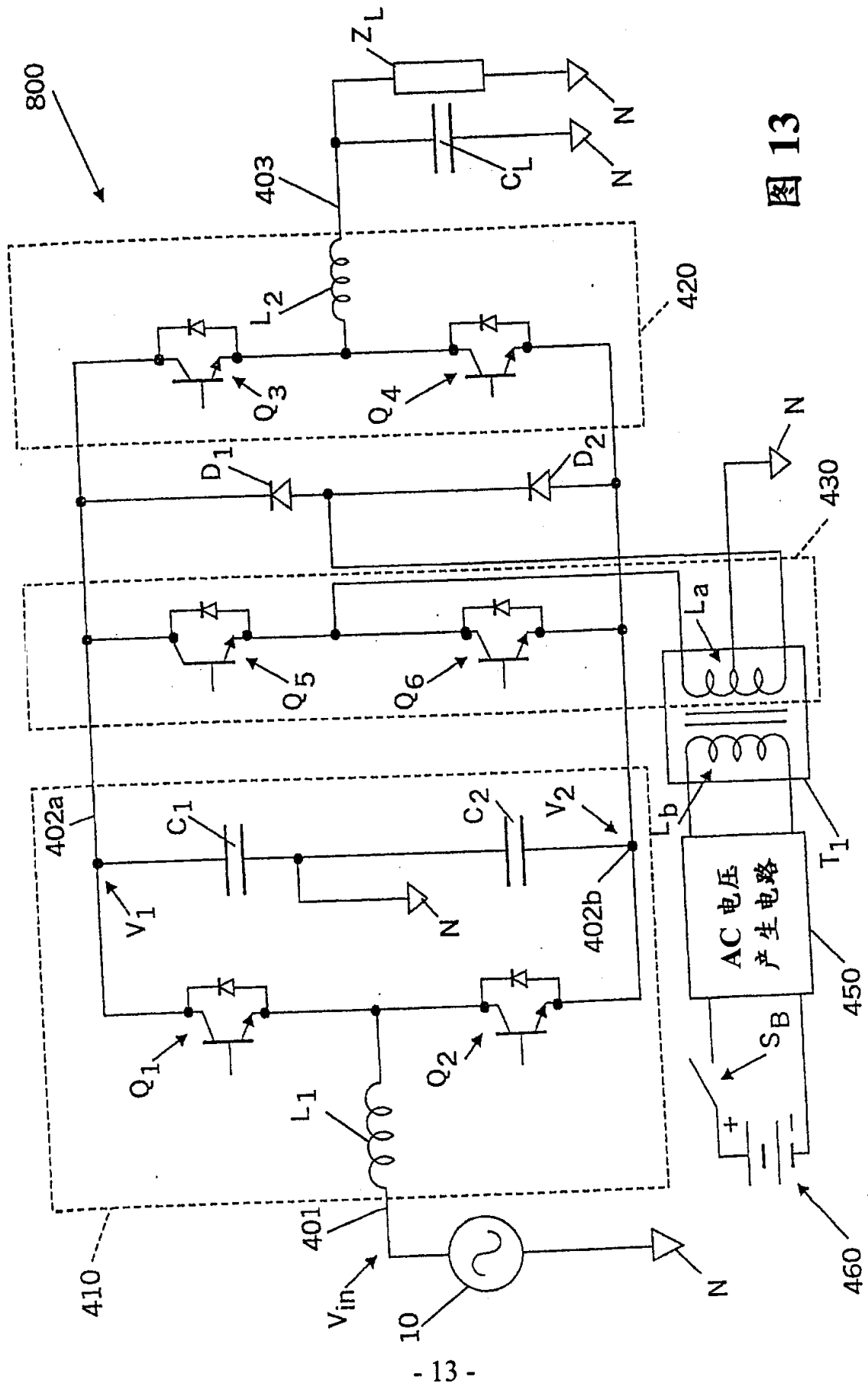


图 13

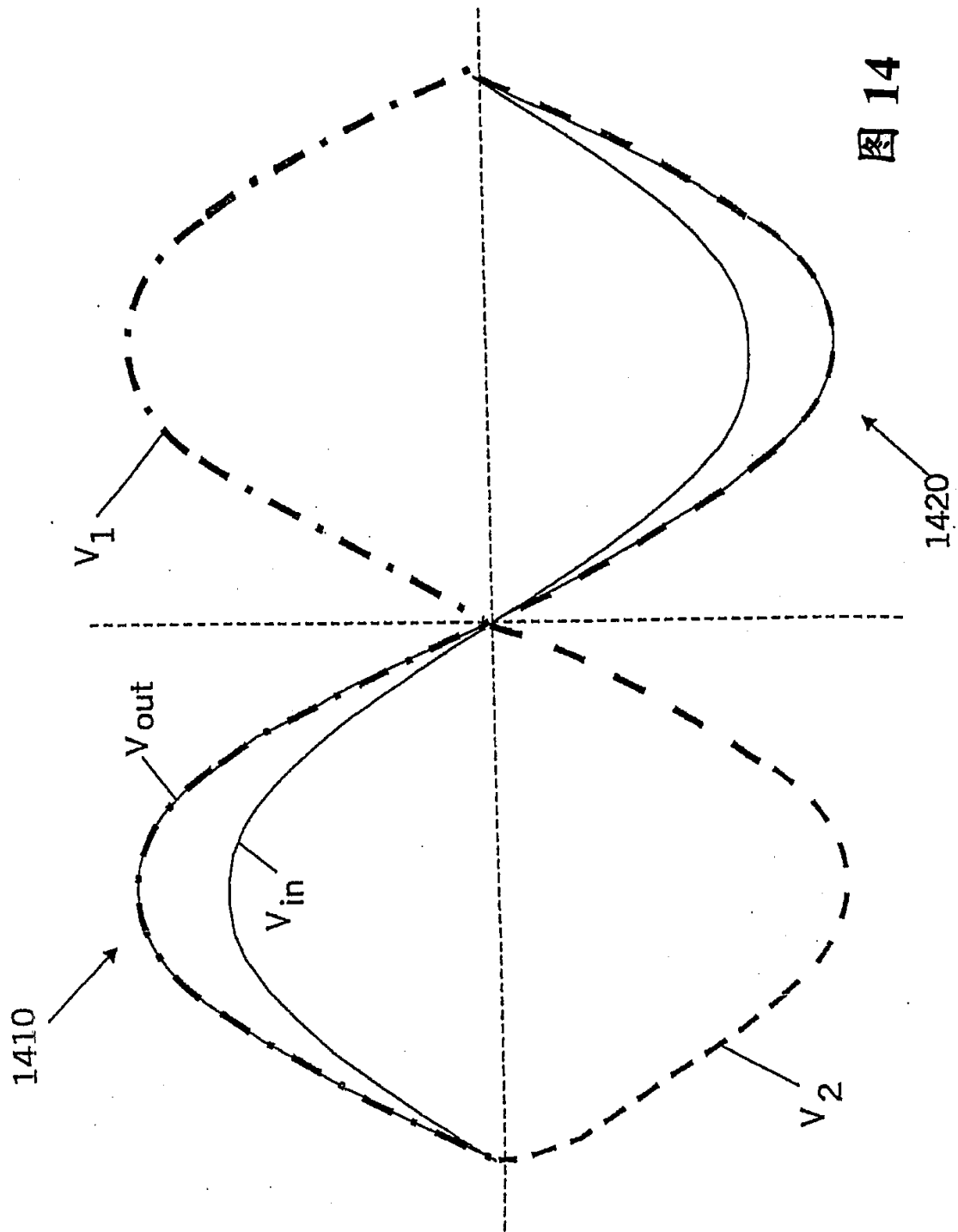


图 14

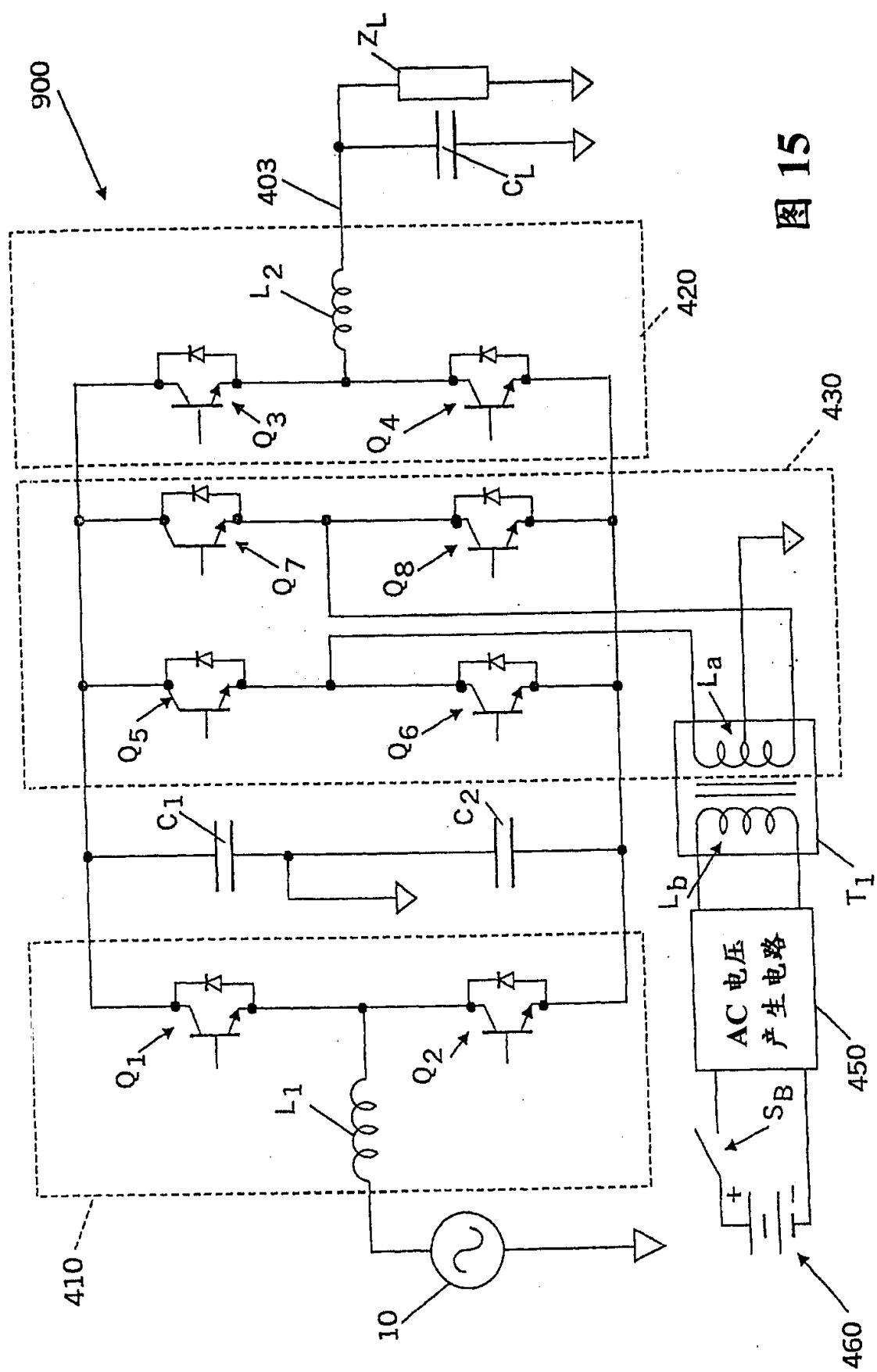


图 15

图 16

