I717666

(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本　**(11)證書號數：TW I717666 B**

**(45)公告日： 中華民國 110 (2021) 年 02 月 01 日**

(21)申請案號：107145132　(22)申請日： 中華民國 107 (2018) 年 12 月 14 日

(51)Int. Cl.：　*H02M3/28　(2006.01)*　*H02M3/335　(2006.01)*

(30)優先權：2018/03/20　日本　2018-053020

(71)申請人：日商阿爾卑斯阿爾派股份有限公司 (日本) ALPS ALPINE CO., LTD.　(JP)
日本

(72)發明人：藤本三直 FUJIMOTO, MITSUNAO (JP)

(74)代理人：陳長文

(56)參考文獻：

JP　2000-232781A　JP　2003-272940A

JP　2008-054378A　JP　2009-136137A

JP　2016-213383A

審查人員：張嘉德

申請專利範圍項數：15 項　圖式數：16　共 58 頁

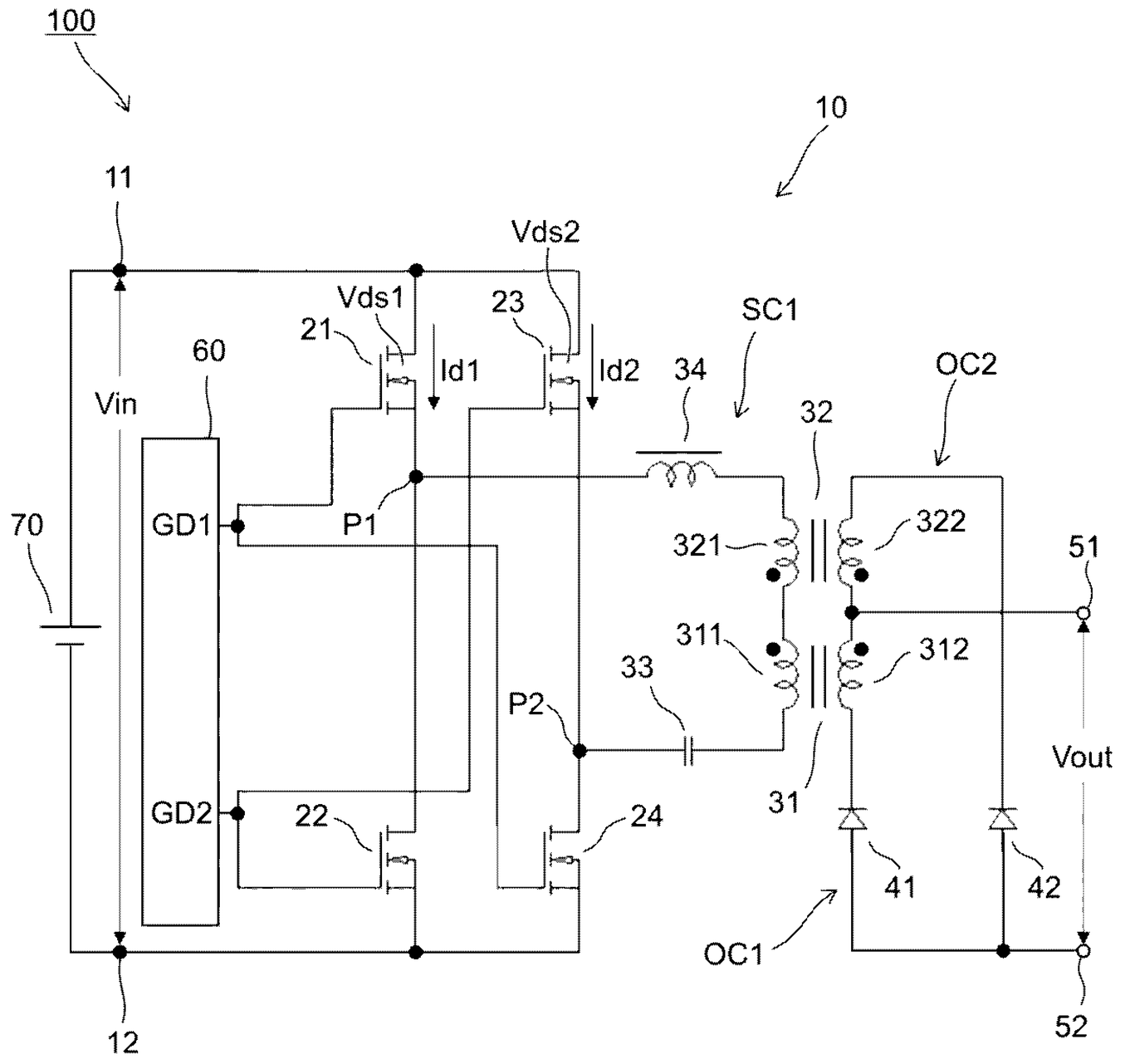
(54)名稱

# 直流電壓轉換電路及電源裝置

(57)摘要

本發明之直流電壓轉換電路 10 具備之第 1 開關 21 與第 2 開關 22 被具有空載期間 dt 地交替進行接通斷開控制，若於具備磁性彼此獨立之 2 個變壓器 31、32 之串聯電路部 SC1 有流過交變電流，則於一變壓器 31、32 中於包含二次側 312、322 之輸出電路 OC1、OC2 中流過電流，但於另一變壓器 32、31 中進行能量累積。藉由第 1 變壓器 31 之磁芯之磁導率及上述第 2 變壓器 32 之磁芯之磁導率均為 15 以上 120 以下，直流電壓轉換電路 10 可應對小型化之要求。

指定代表圖：




【圖1】

符號簡單說明：

10・・・直流電壓轉換電路

11・・・第 1 輸入端子

12・・・第 2 輸入端子

21・・・第 1 開關

22・・・第 2 開關

23・・・第 3 開關

24・・・第 4 開關

31・・・第 1 變壓器

32・・・第 2 變壓器

33・・・電容器

34・・・線圈

41・・・第 1 整流二極體

42・・・第 2 整流二極體

51・・・第 1 輸出端子

52・・・第 2 輸出端子

60・・・控制部

70・・・直流電源

100・・・電源裝置

311・・・第 1 變壓器之一次側

312・・・第 1 變壓器之二次側

321・・・第 2 變壓器之一次側

322・・・第 2 變壓器之二次側

GD1・・・第 1 閘極驅動

GD2・・・第 2 閘極驅動

Id1・・・第 1 開關之汲極電流

Id2・・・第 2 開關之汲極電流

OC1・・・第 1 輸出電路

OC2・・・第 2 輸出電路

P1・・・第 1 端部(串聯電路部之一端部)

P2・・・第 2 端部(串聯電路部之另一端部)

SC1・・・串聯電路部

Vds1・・・第 1 開關之汲極電壓

Vds2・・・第 2 開關之汲極電壓

Vin・・・輸入電壓

Vout・・・輸出電壓

I717666

# 【發明摘要】

公告本

【中文發明名稱】

直流電壓轉換電路及電源裝置

【中文】

本發明之直流電壓轉換電路10具備之第1開關21與第2開關22被具有空載期間dt地交替進行接通斷開控制，若於具備磁性彼此獨立之2個變壓器31、32之串聯電路部SC1有流過交變電流，則於一變壓器31、32中於包含二次側312、322之輸出電路OC1、OC2中流過電流，但於另一變壓器32、31中進行能量累積。藉由第1變壓器31之磁芯之磁導率及上述第2變壓器32之磁芯之磁導率均為15以上120以下，直流電壓轉換電路10可應對小型化之要求。

【指定代表圖】

圖1

【代表圖之符號簡單說明】

10　直流電壓轉換電路

11　第1輸入端子

12　第2輸入端子

21　第1開關

22　第2開關

23　第3開關

24　第4開關

31　第1變壓器

32　第2變壓器

| | |
|---|---|
| 33 | 電容器 |
| 34 | 線圈 |
| 41 | 第1整流二極體 |
| 42 | 第2整流二極體 |
| 51 | 第1輸出端子 |
| 52 | 第2輸出端子 |
| 60 | 控制部 |
| 70 | 直流電源 |
| 100 | 電源裝置 |
| 311 | 第1變壓器之一次側 |
| 312 | 第1變壓器之二次側 |
| 321 | 第2變壓器之一次側 |
| 322 | 第2變壓器之二次側 |
| GD1 | 第1閘極驅動 |
| GD2 | 第2閘極驅動 |
| Id1 | 第1開關之汲極電流 |
| Id2 | 第2開關之汲極電流 |
| OC1 | 第1輸出電路 |
| OC2 | 第2輸出電路 |
| P1 | 第1端部(串聯電路部之一端部) |
| P2 | 第2端部(串聯電路部之另一端部) |
| SC1 | 串聯電路部 |
| Vds1 | 第1開關之汲極電壓 |

| | |
|---|---|
| Vds2 | 第2開關之汲極電壓 |
| Vin | 輸入電壓 |
| Vout | 輸出電壓 |

# 【發明說明書】

【中文發明名稱】

直流電壓轉換電路及電源裝置

【技術領域】

【0001】

本發明係關於一種將輸入之直流電壓進行轉換之直流電壓轉換電路及具備該直流電壓轉換電路之電源裝置。

【先前技術】

【0002】

於汽車中，因控制系統之電子化取得進展，或組入包含馬達之驅動機構，於汽車內使用之電流量逐漸增大。因此，於處理EV(Electric Vehicle：電動車輛)或P-HEV(Plug-In Hybrid Electric Vehicle：插電式混合動力車輛)等之高壓之情形時，需要絕緣型且大電流之直流電源。為了應對此種機器所需電流量之增大化，廣泛採用損失較低之絕緣型軟切換技術之電路方式。作為此種電路之具體例，可列舉ZERO(零)電壓開關相移轉換器、ZERO電壓開關有源鉗位轉換器、ZERO電流開關LLC(Logical Link Control：邏輯鏈路控制)轉換器等。

【0003】

於專利文獻1，作為此種軟切換方式DC(Direct Current：直流電)-DC轉換器之一例，揭示有一種全橋型之切換電源裝置(ZERO電壓開關相移轉換器)，其對2組切換器件之各者交替進行接通斷開動作，於位於各組切換器件間之變壓器之一次側流過相反方向之電流，於設置於變壓器之二次側之2條輸出電路交替流過電流。

[先前技術文獻]

[專利文獻]

【0004】

[專利文獻1]日本專利特開2000-232781號公報

【發明內容】

[發明所欲解決之問題]

【0005】

於供給大電流之DC-DC轉換器中，若欲以單輸出電路供給大電流，則會導致施加於功率半導體之負載變大，而無法高速動作且於效率、尺寸方面產生負面影響。尤其，於使用變壓器之轉換器之情形時，關於變壓器與使脈衝電壓平滑之線圈(電抗器、電感器)之各者，由於進行能量之轉換或能量之累積，故無法避免其等構成之磁性體零件之大型化。又，由於自變壓器向線圈串聯地傳遞電力，故成為變壓器及線圈之各者中產生之損失相乘之轉換，有轉換效率劣化之問題。

【0006】

本發明係鑑於該現狀，目的在於提供一種可應對日益增長之小型化及高效率維持之要求之直流電壓轉換電路及具備該直流電壓轉換電路之電源裝置(DC-DC轉換器)。

[解決問題之技術手段]

【0007】

用以解決上述問題之本發明係於一態樣中，為一種直流電壓轉換電路，其特徵在於具備：第1輸入端子及第2輸入端子；複數個開關；串聯電路部，其串聯連接有第1變壓器之一次側、及與上述第1變壓器極性相等且

磁性獨立之第2變壓器之一次側；第1輸出電路，其以串聯連接具備上述第1變壓器之二次側及第1整流二極體，於上述第1整流二極體之整流方向之端部設置有第1輸出端子，於與上述第1整流二極體之整流方向相反側之端部設置有第2輸出端子；第2輸出電路，其以串聯連接具備上述第2變壓器之二次側及第2整流二極體，上述第1輸出端子位於上述第2整流二極體之整流方向之端部，上述第2輸出端子位於與上述第2整流二極體之整流方向相反側之端部；及控制部，其控制上述複數個開關；且上述複數個開關具備一端部連接於上述第1輸入端子之第1開關、及一端部連接於上述第2輸入端子之第2開關，上述第1開關與上述第2開關係串聯連接，上述串聯電路部之一端部連接於上述第1開關與上述第2開關之中間，於對上述第1輸入端子與上述第2輸入端子之間施加直流電壓時，上述控制部藉由具有空載期間地對上述第1開關與上述第2開關交替進行接通斷開控制，而使流過上述串聯電路部之電流之方向交替反轉，使第1狀態與第2狀態交替產生，該第1狀態係第1開關接通，於上述第1輸出電路中於上述第1整流二極體之整流方向流過電流，於上述第2變壓器中進行電能之累積，該第2狀態係第2開關接通，於上述第2輸出電路中於上述第2整流二極體之整流方向流過電流，於上述第1變壓器中進行電能之累積，上述第1變壓器之磁芯之磁導率及上述第2變壓器之磁芯之磁導率均為15以上120以下。

【0008】

於該構成中，於第1狀態中，僅於第1輸出電路流過電流，藉由第2整流二極體於第2輸出電路不流過電流。然而，由於在第2輸出電路關聯之第2變壓器之一次側流過電流，故於第2變壓器累積基於反電動勢之能量。另一方面，於第1狀態中，僅於第1輸出電路流過電流，於第1變壓器累積基

於反電動勢之能量。如此，亦作為能量累積元件發揮功能之第1變壓器及第2變壓器之磁芯之磁導率(初始磁導率)為15以上120以下，藉此，變壓器之磁化不易飽和，不易產生能量損耗。因此，上述直流電壓轉換電路可應對小型化之要求。變壓器之磁芯之磁導率尤佳為26以上60以下。

【0009】

於上述直流電壓轉換電路中，上述串聯電路部亦可進而具有串聯連接於上述第1變壓器之一次側及上述第2變壓器之一次側之第1電容器。於該情形時，對包含上述第1變壓器之一次側及上述第2變壓器之一次側以及上述第1電容器之串聯連接，上述第1開關串聯連接，上述串聯電路部之另一端部連接於上述第2開關與上述第2輸入端子之間。於上述第1狀態中，基於施加於第1輸入端子與第2輸入端子之間之直流電壓之電流流過第1變壓器之一次側及第2變壓器之一次側，且於上述第1電容器累積電荷。於上述第2狀態中，累積於上述第1電容器之上述電荷被釋放，基於該釋放電荷之電流流過第1變壓器之一次側及第2變壓器之一次側。

【0010】

於該情形時，上述串聯電路部亦可進而具有對包含上述第1變壓器之一次側及上述第2變壓器之一次側之串聯連接進行串聯連接之第2電容器。此時，上述第2開關對包含上述第1變壓器之一次側及上述第2變壓器之一次側以及上述第2電容器之串聯連接進行串聯連接，上述第1電容器位於包含上述第1變壓器之一次側及上述第2變壓器之一次側之串聯連接與上述串聯電路部之另一端部之間，上述第2電容器係一端部連接於包含上述第1變壓器之一次側及上述第2變壓器之一次側之串聯連接與上述第1電容器之間，另一端部連接於上述第1輸入端子。因此，成為於第1輸入端子與第2

輸入端子之間，並聯配置有包含第1開關與第2開關之串聯連接、與包含第1電容器與第2電容器之串聯連接之構成。於上述第1狀態中，基於施加於第1輸入端子與第2輸入端子之間之直流電壓之電流流過第1變壓器之一次側及第2變壓器之一次側，於上述第1電容器累積電荷，且累積於上述第2電容器之上述電荷被釋放。於上述第2狀態中，於上述第2電容器累積電荷，且累積於上述第1電容器之上述電荷被釋放，基於該釋放電荷之電流流過第1變壓器之一次側及第2變壓器之一次側。

【0011】

於上述之直流電壓轉換電路中，上述複數個開關亦可進而具備：第3開關，其設置於上述串聯電路部之另一端部與上述第1輸入端子之間；第4開關，其設置於上述串聯電路部之另一端部與上述第2輸入端子之間。於該情形時，上述第3開關與上述第4開關係串聯連接，上述串聯電路部之另一端部連接於上述第3開關與上述第4開關之中間。於對上述第1輸入端子與上述第2輸入端子之間施加直流電壓時，上述控制部對上述第3開關與上述第4開關亦以具有上述空載期間的方式交替進行接通斷開控制。於該控制中，於上述第1狀態中，上述第1開關及上述第4開關接通，於上述第2狀態中，上述第2開關及上述第3開關接通。於該構成中，於第1輸入端子與第2輸入端子之間，並聯配置有包含第1開關與第2開關之串聯連接、與包含第3開關與第4開關之串聯連接。

【0012】

如上述般具備第3開關及第4開關之情形之具體例之一例如下所述。上述串聯電路部進而具有串聯連接於上述第1變壓器之一次側及上述第2變壓器之一次側之電容器作為DC截止電容器。於對上述第1輸入端子與上述

第2輸入端子之間施加直流電壓時，上述控制部同步控制上述第1開關與上述第4開關，且同步控制上述第2開關與上述第3開關。此時，藉由變更上述第1開關之佔空比與上述第2開關之佔空比之至少一者，可變更上述第1輸出端子相對於上述第2輸出端子之電位差(輸出電壓)。

【0013】

如上述般具備第3開關及第4開關之情形之具體例之另一例如下所述。於對上述第1輸入端子與上述第2輸入端子之間施加直流電壓時，上述控制部對上述第1開關至上述第4開關之各者，以小於50%之彼此相等之佔空比反復進行接通與斷開，且關於將上述第2開關至上述第4開關設為接通之時序，以上述第1開關接通後經過短於上述第1開關處於接通狀態之期間即接通期間之特定長度之期間即移位期間為契機，接通上述第4開關而產生上述第1狀態，以上述第1開關斷開後經過上述空載期間為契機而接通上述第2開關，以上述第2開關接通後經過上述移位期間為契機，接通上述第3開關而產生上述第2狀態。此時，藉由變更上述第1狀態之期間之長度及上述第2狀態之期間之長度，可變更上述第1輸出端子相對於上述第2輸出端子之電位差。於該例中，由於第1開關至第4開關之佔空比相等，故串聯電路部亦可不具有串聯連接於上述第1變壓器之一次側及上述第2變壓器之一次側之電容器(DC截止電容器)。

【0014】

上述第1變壓器之磁芯及上述第2變壓器之磁芯較佳為均不具有氣隙部。如上所述變壓器之磁芯之磁導率較佳為較低，但若於磁芯設置氣隙部使磁芯之磁導率(有效磁導率)下降，則不可避免地自變壓器產生漏磁通，於線圈產生損失。又，擔心對構成上述直流電壓轉換電路之其他元件或位

於上述直流電壓轉換電路周邊之其他機器造成不良影響。因此，直流電壓轉換電路具備之變壓器較佳為不具有氣隙部。

【0015】

上述第1變壓器之磁芯之飽和磁通密度及上述第2變壓器之磁芯之飽和磁通密度均為700 mT以上，但自降低產生磁芯之磁化飽和之可能性之觀點而言較佳。由於目前為止使用於較多變壓器之MnZn系鐵氧體之有效之飽和磁通密度為350 mT左右並不高，故本發明之方式對小型化無效。自兼具提高飽和磁通密度與降低損失之觀點而言，變壓器之磁芯之飽和磁通密度尤佳為0.8以上1.3 T以下。

【0016】

作為上述複數個開關具有之元件之具體例，列舉場效應電晶體。於該情形時，亦可具備包含上述複數個開關之至少一個上述場效應電晶體之輸出電容而構成之共振電路。該共振電路以於控制為上述複數個開關之至少一者斷開時，該開關之上述場效應電晶體之汲極電壓為0 V以下之方式，設定其共振條件。於構成開關之場效應電晶體之寄生電容中，於開關接通之期間累積電荷。該累積之電荷於使開關進行斷開動作時，藉由該共振電路適當地釋放。因此，場效應電晶體之汲極電壓為0 V以下，實現零伏特切換。上述串聯電路部於構成為進而具備串聯連接於上述複數個開關之至少一者之線圈，且上述共振電路包含上述線圈之情形時，容易設定將汲極電壓設為0 V以下之共振條件。另，於開關接通之期間，因於設置於串聯電路部之2個變壓器之一者亦累積電荷，故該變壓器成為共振電路之一部分，亦可對零伏特切換之實現作出貢獻。

【0017】

此處，具備包含上述複數個開關之至少一個上述場效應電晶體之輸出電容而構成之共振電路，且以於控制為上述複數個開關之至少一者斷開時，該開關之上述場效應電晶體之汲極電壓為0 V以下之方式，設定上述共振電路之共振條件，藉此可確實地進行零伏特切換。又，亦有可防止由共振電路引起而產生尖峰信號之情形。

【0018】

又，上述線圈之磁芯之磁導率較佳為15以上120以下。藉由為與變壓器同樣低之磁導率，可使包含開關內電容器與線圈而構成之共振電路更穩定地動作。若上述線圈之磁芯無氣隙(即，上述線圈之磁芯不具有氣隙部)，則由於不會產生漏磁通，故較佳。若上述線圈之磁芯飽和磁通密度為700 mT以上，則由於共振電路動作時線圈不易飽和，故較佳。

【0019】

本發明係作為另一態樣，提供一種電源裝置，其具備上述直流電壓轉換電路、與電性連接於上述直流電壓轉換電路具備之上述第1輸入端子及上述第2輸入端子各者之直流電源。

[發明之效果]

【0020】

根據本發明，提供可應對小型化要求之直流電源平滑化電路。又，亦提供具備該直流電源平滑化電路之直流電源。

【圖式簡單說明】

【0021】

圖1係本發明之第1實施形態之電源裝置之電路圖。

圖2係圖1所示之電路之時序圖。

圖3係說明圖1所示之電路處於第1狀態之情形之動作(於第1閘極驅動GD1為接通動作、第2閘極驅動GD2為斷開動作之情形)之圖。

圖4係說明圖1所示之電路處於第2狀態之情形之動作(於第2閘極驅動GD2為接通動作、第1閘極驅動GD1為斷開動作之情形)之圖。

圖5(a)係用以說明流過圖1所示之電路之串聯電路部之電流之時序圖，圖5(b)係用以說明於圖1所示之電路具有之共振電路未適當地發揮功能之情形時流過串聯電路部之電流之時序圖。

圖6(a)係用以說明圖1所示之電路具有之共振電路適當地發揮功能之情形之時序圖，圖6(b)係用以說明圖1所示之電路具有之共振電路未適當地發揮功能之情形之時序圖，圖6(c)係放大圖1(b)之一部分之時序圖。

圖7係模擬電流流過在磁芯具有氣隙部之線圈時產生之漏磁場之磁通密度之結果。

圖8係針對圖7所示之線圈，模擬基於漏磁場之焦耳損失密度之結果。

圖9係本發明之第2實施形態之電源裝置之電路圖。

圖10係圖9所示之電路之時序圖。

圖11係本發明之第3實施形態之電源裝置之電路圖。

圖12係說明圖11所示之電路處於第1狀態之情形之動作(於第1閘極驅動GD1為接通動作、第2閘極驅動GD2為斷開動作之情形)之圖。

圖13係說明圖11所示之電路處於第2狀態之情形之動作(於第2閘極驅動GD2為接通動作、第1閘極驅動GD1為斷開動作之情形)之圖。

圖14係本發明之第4實施形態之電源裝置之電路圖。

圖15係說明圖14所示之電路處於第1狀態之情形之動作(於第1閘極驅

動GD1為接通動作、第2閘極驅動GD2為斷開動作之情形)之圖。

圖16係說明圖14所示之電路處於第2狀態之情形之動作(於第2閘極驅動GD2為接通動作、第2閘極驅動GD1為斷開動作之情形)之圖。

【實施方式】

【0022】

以下，參照圖式對本發明之實施形態進行說明。

(第1實施形態)

圖1係本發明之第1實施形態之電源裝置之電路圖。如圖1所示，本發明之第1實施形態之電源裝置100具備：直流電壓轉換電路10；及直流電源70，其電性連接於直流電壓轉換電路10具備之第1輸入端子11及第2輸入端子12各者。於圖1中，直流電源70之正極端子連接於第1輸入端子11，直流電源70之負極端子連接於接地端子，第2輸入端子12接地。

【0023】

直流電壓轉換電路10具備複數個開關，具體而言，於本實施形態中，具備第1開關21、第2開關22、第3開關23及第4開關24。該等開關均為具有場效應電晶體之開關。第1開關21及第3開關23各者之一端部相對於第1輸入端子11並聯連接。第2開關22及第4開關24各者之一端部相對於第2輸入端子12並聯連接。第1開關21之另一端部與第2開關22之另一端部連接，第1開關21與第2開關22構成串聯連接(半橋式電路)。第3開關23之另一端部與第4開關24之另一端部連接，第1開關21與第2開關22構成串聯連接(半橋式電路)。因此，直流電壓轉換電路10具有如下之構成：包含第1開關21與第2開關22之串聯連接、與包含第3開關23與第4開關24之串聯

連接並聯連接於第1輸入端子11與第2輸入端子12之間(全橋式電路)。

【0024】

直流電壓轉換電路10具備將電容器33、第1變壓器31之一次側311、及與第1變壓器31極性相等且磁性獨立之第2變壓器32之一次側321串聯連接之串聯電路部SC1。電容器33為DC截止電容器，防止直流之大電流流入串聯電路部SC1或複數個開關(第1開關21至第4開關24)。於圖1所示之直流電壓轉換電路10之串聯電路部SC1中，相對於包含電容器33、第1變壓器31之一次側311與第2變壓器32之一次側321之串聯連接，進而串聯連接線圈34。

【0025】

串聯電路部SC1之一端部(第1端部P1)連接於串聯連接之第1開關21與第2開關22之間，串聯電路部SC1之另一端部(第2端部P2)連接於串聯連接之第3開關23與第4開關24之間。

【0026】

直流電壓轉換電路10以串聯連接具備第1變壓器31之二次側312及第1整流二極體41，且具備於第1整流二極體41之整流方向之端部設置有第1輸出端子51之第1輸出電路OC1。第1輸出電路OC1之輸出電壓Vout係第1輸出端子51相對於設置於與第1整流二極體41之整流方向相反側之端部之第2輸出端子52之電位差。第2輸出端子52亦可為接地端子。

【0027】

直流電壓轉換電路10以串聯連接具備第2變壓器32之二次側322及第2整流二極體42，且具備於第2整流二極體42之整流方向之端部連接有上述第1輸出端子51之第2輸出電路OC2。與第2整流二極體42之整流方向相反

側之端部連接於上述第2輸出端子52。因此，第1輸出電路OC1與第2輸出電路OC2共用輸出(第1輸出端子51、第2輸出端子52)。又，於直流電壓轉換電路10中第1變壓器31之二次側312與第2變壓器32之二次側322串聯連接，第1輸出端子51成為輸出第1變壓器31之二次側312與第2變壓器32之二次側322之間之電位的端子。

【0028】

直流電壓轉換電路10具備控制複數個開關(第1開關21至第4開關24)之控制部60。控制部60具備2個脈衝驅動電路(第1閘極驅動GD1、第2閘極驅動GD2)，第1閘極驅動GD1與第2閘極驅動GD2獨立輸出接通(ON)/斷開(OFF)信號。第1閘極驅動GD1同步控制第1開關21與第4開關24，第2閘極驅動GD2同步控制第2開關22與第3開關23。

【0029】

圖2係圖1所示之電路之時序圖。如圖2所示，控制部60具有空載期間dt地對第1開關21與第2開關22交替進行接通斷開控制。若基於圖2具體地說明，則控制第1開關21(亦同步控制第3開關23)。第1閘極驅動GD1於時間t0至時間t1斷開，時間t1至時間t2接通，時間t2至時間t5斷開。以後，同樣地，於時間t5至時間t6接通，時間t6至時間t9斷開，時間t9以後接通。控制第2開關22(亦同步控制第4開關24)。第2閘極驅動GD2於時間t0至時間t3斷開，時間t3至時間t4接通。以後，同樣地，於時間t4至時間t7、及時間t8至時間t9以後斷開，時間t7至時間t8接通。因此，空載期間dt為時間t0與時間t1之間、時間t2與時間t3之間、時間t4與時間t5之間、時間t6與時間t7之間、及時間t8與時間t9之間。

【0030】

經過時間t0至時間t1，當第1閘極驅動GD1接通時，第1開關21之汲極電壓Vds1下降，第1開關21成為導通狀態。因此，第1開關21之汲極電流Id1隨時間增大。藉由第1閘極驅動GD1動作之第3開關23之汲極電壓及汲極電流亦進行與第1開關21之汲極電壓Vds1及汲極電流Id1同樣之動作。因此，時間t1至時間t2之間係如圖3之黑色虛線箭頭A1所示，於串聯電路部SC1中，電流自第1端部P1側流向第2端部P2側。圖3係說明圖1所示之電路處於第1狀態ST1之情形之動作(第1閘極驅動GD1為接通動作，第2閘極驅動GD2為斷開動作之情形)之圖。

【0031】

藉由流過該串聯電路部SC1之電流，於第1變壓器31之一次側311及第2變壓器32之一次側321產生反電動勢。於第1變壓器31之二次側312，基於因該反電動勢產生之感應電動勢而於第1輸出電路OC1流過感應電流(於圖3中以黑色虛線箭頭B1表示)。然而，由於第2輸出電路OC2具有僅將電流自第2輸出端子52側流向第1輸出端子51側之第2整流二極體42，故於包含第2變壓器32之二次側322之第2輸出電路OC2不流過感應電流。由於第1變壓器31與第2變壓器32磁性獨立，故於第2變壓器32累積基於反電動勢之能量。

【0032】

其後，到達時間t2時第1閘極驅動GD1自接通變為斷開，於時間t2與時間t3之間之空載期間dt中汲極電壓Vds1增大，第1開關21變為非導通狀態。因此，時間t1以後增大之第1開關21之汲極電流Id1於時間t2變為0A。

【0033】

另一方面，由於於時間t0第2閘極驅動GD2為斷開，故於時間t0與時間t1之間之空載期間dt中第2開關22之汲極電壓Vds2增大，第2開關22變為非導通狀態。因此，增大至時間t0之第2開關22之汲極電流Id2於時間t0變為0 A。至時間t2，第2閘極驅動GD2維持斷開，與此相對，第1閘極驅動GD1自接通變為斷開，藉此，開始時間t2與時間t3之間之空載期間dt。此時，包含第1開關21及第3開關23之輸出電容(場效應電晶體之汲極-源極間電容)與電感元件(線圈34、第2變壓器32)而構成共振電路。基於該共振電路之共振之電壓變動於時間t2與時間t3之間之空載期間dt重疊於第2開關22之汲極電壓Vds2，實現零伏特切換。又，第2開關22之汲極電流Id2因重疊基於該共振電路之電流，故暫時成為負電流。關於該點予以後述。

【0034】

到達時間t3，第2閘極驅動GD2接通時，基於累積於第1開關21及第3開關23之輸出電容之電荷的共振之影響變小，第2開關22之汲極電壓Vds2穩定地下降，第2開關22為導通狀態。因此，第2開關22之汲極電流Id2隨時間增大。藉由第2閘極驅動GD2動作之第4開關24之汲極電壓及汲極電流亦進行與第2開關22之汲極電壓Vds2及汲極電流Id2同樣之動作。因此，時間t3至時間t4之間係如圖4之黑色虛線箭頭A2所示，於串聯電路部SC1中，電流自第2端部P2側流向第1端部P1側。圖4係說明圖1所示之電路處於第2狀態ST2之情形之動作(第2閘極驅動GD2為接通動作，第1閘極驅動GD1為斷開動作之情形)之圖。

【0035】

藉由流過該串聯電路部SC1之電流，亦於第1變壓器31之一次側311及第2變壓器32之一次側321產生反電動勢。於第2變壓器32之二次側

322，基於因該反電動勢產生之感應電動勢而於第2輸出電路OC2中流過感應電流(於圖4中以黑色虛線箭頭B2表示)。然而，由於第1輸出電路OC1具有僅將電流自第2輸出端子52側流向第1輸出端子51側之第1整流二極體41，故於包含第1變壓器31之二次側312之第1輸出電路OC1不流過感應電流。由於第1變壓器31與第2變壓器32磁性獨立，故於第1變壓器31累積基於反電動勢之能量。

【0036】

如以上所說明，於第1實施形態之直流電壓轉換電路10中，於對第1輸入端子11與第2輸入端子12之間施加直流電壓時，藉由控制部60具有空載期間dt地對第1開關21與第2開關22交替進行接通斷開控制，而使流過串聯電路部SC1之電流之方向交替反轉。藉由該控制部60之控制，第1狀態ST1與第2狀態ST2交替產生。於第1狀態ST1中，第1開關21及第4開關24接通，於第1輸出電路OC1中於第1整流二極體41之整流方向流過電流(黑色虛線箭頭B1)，於第2變壓器32中進行電能之累積。於第2狀態ST2中，第2開關22及第3開關23接通，於第2輸出電路OC2中於第2整流二極體42之整流方向流過電流(黑色虛線箭頭B2)，於第1變壓器31中進行電能之累積。於第1實施形態之直流電壓轉換電路10中，如圖2所示，第1開關21及第4開關24接通之期間均為第1狀態ST1，第2開關22及第3開關23接通之期間均為第2狀態ST2。

【0037】

於第1實施形態之直流電壓轉換電路10中，藉由控制部60變更第1開關21之佔空比D1與第2開關22之佔空比D2之至少一者，可變更第1輸出端子51相對於第2輸出端子52之電位差(輸出電壓Vout)。另，第1開關21之佔

空比D1及第2開關22之佔空比D2滿足以下條件。

$0<D1<1$、

$0<D2<1$、

$D1\neq D2$且

$0<D1+D2<1$

【0038】

如上所述，由於$D1\neq D2$，故於第1狀態ST1中於黑色虛線箭頭A1之方向流過之電流量、與於第2狀態ST2中於黑色虛線箭頭A2之方向流過之電流量不一致(非對稱)。因此，以不產生流過串聯電路部SC1之電流之直流成分之方式，即，以作為串聯電路部SC1之整體，於第1端部P1與第2端部P2之間，於黑色虛線箭頭A1之方向($D1>D2$之情形)或黑色虛線箭頭A2之方向($D1<D2$之情形)不流過電流之方式，於串聯電路部SC1設置DC截止電容器即電容器33。

【0039】

此處，於設置於第1開關21及第4開關24接通之期間後之空載期間dt較第1開關21及第4開關24接通之期間充分短，設置於第2開關22及第3開關23接通之期間後之空載期間dt較第2開關22及第3開關23接通之期間充分短之情形時，以下關係成立。

$D1+D2\fallingdotseq 1$

此時，輸出電壓Vout滿足下式。

$Vout\propto D1(1-D1)$

根據上述式，輸出電壓Vout與第1開關21之佔空比D1之關係為以$D1=0.5$之情形為頂點，於$D1=0$及$D1=1$橫穿$Vout=0$之拋物線。因此，於

調整輸出電壓Vout時，只要在0＜D1＜0.5或0.5＜D1＜1之範圍內控制D1即可。

【0040】

圖5(a)係用以說明流過圖1所示之電路之串聯電路部之電流之時序圖。圖5(b)係用以說明於圖1所示之電路具有之共振電路未適當地發揮功能之情形時流過串聯電路部之電流之時序圖。圖5(a)之上側之電流圖係圖2所示之第1開關21之汲極電流Id1，圖5(a)之中央之電流圖係使圖2所示之第2開關22之汲極電流Id2之極性反轉者。該等電流流過串聯電路部SC1，故若以第1端部P1側至第2端部P2側之流向為正，則將圖5(a)之上側之電流圖與圖5(a)之中央之電流圖合成而得之電流圖為流過串聯電路部SC1之合成電流Isc之圖，顯示於圖5(a)之下側。於圖5(a)之下側之合成電流Isc之圖中，藉由位於串聯電路部SC1之電感元件(線圈34、第1變壓器31、第2變壓器32)，合成電流Isc平穩地增減。

【0041】

於位於串聯電路部SC1之電感元件(線圈34、第1變壓器31、第2變壓器32)未適當地發揮功能之情形時，如圖5(b)所示，合成電流Isc根據第1閘極驅動GD1及第2閘極驅動GD2之動作急遽地變化。

【0042】

圖6(a)係用以說明圖1所示之電路具有之共振電路適當地發揮功能之情形之時序圖，圖6(b)係用以說明圖1所示之電路具有之共振電路未適當地發揮功能之情形之時序圖，圖6(c)係放大圖6(b)之一部分之時序圖。

【0043】

於直流電壓轉換電路10中，於串聯電路部SC1設置線圈34，於其自

身電感Lr充分大等共振電路之電感元件適當地發揮功能之情形時，如圖6(a)所示，第1開關21之汲極電壓Vds1成為0 V以下，汲極電流Id1沿負方向流過，實現零伏特切換。另，第1變壓器31或第2變壓器32亦可成為共振電路之一部分。

【0044】

與此相對，於共振電路之電感元件未適當地發揮功能之情形(具體而言，例示於串聯電路部SC1未設置線圈34之情形、或雖設置但其自身電感Lr過小之情形等)時，如圖6(b)及圖6(c)所示，由於串聯電路部SC1之阻抗增加，故流過共振電路之電容元件(具體而言為第1開關21及第4開關24之輸出電容)之電流減少。因此，共振電路產生之電壓之振幅之最大值(最大振幅電壓)變小，且減小至0 V之前第1開關21之汲極電壓Vds1不會下降至0 V。又，由於串聯電路部SC1之電感較小，故時間常數τ變短。於圖6(c)所示之例中，構成第1開關21之場效應電晶體成接通動作之時序ton較時間常數τ更晚。因此，未實現零伏特切換。又，於第1開關21之汲極電壓Vds1產生尖峰狀之電壓上昇(突波電壓)，該電壓上昇可能成為雜訊之原因。

【0045】

如以上所說明，為了第1開關21等開關適當地動作，較佳為共振電路之電感元件之電感較大。根據該觀點，設置線圈34。另，於本實施形態之直流電壓轉換電路10中，由於第1變壓器31與第2變壓器32磁性獨立，故於一變壓器(例如第1變壓器31)參與之輸出電路(第1輸出電路OC1)流過電流時，於另一變壓器(第2變壓器32)參與之輸出電路(第2輸出電路OC2)不流過電流，故另一變壓器(第2變壓器32)之一次側(第2變壓器32之一次側

321)與線圈34同樣地，可作為電感器發揮功能。

【0046】

另，於直流電壓轉換電路10應用於如液晶顯示機器或有機EL(Electro Luminescence：電致發光)顯示機器之顯示裝置或資訊機器之電源裝置等之情形時，因雜訊應被抑制，故較佳實現如圖6(a)所示之零伏特切換。於直流電壓轉換電路10為電動汽車之充電座之電源裝置等，雜訊造成之影響較小之情形時，不特別要求進行零伏特切換。於該情形時，由累積於開關之輸出電容之電荷被釋放等引起，如圖6(b)及圖6(c)所示，可能產生尖峰電壓(突波電壓)或尖峰電流(突波電流)(硬切換)。然而，無需以直流電壓轉換電路10之共振電路(第1變壓器31或第2變壓器32作為電感器發揮功能)之最大振幅電壓變大之方式整理共振條件。因此，可擴大直流電壓轉換電路10之控制範圍。又，由於直流電壓轉換電路10中線圈34非為必須，故可實現直流電壓轉換電路10之小型化。

【0047】

由於上述之直流電壓轉換電路10為所謂之全橋方式，故施加於串聯電路部SC1之電壓為來自電源裝置100之直流電源70之輸入電壓Vin。因此，較佳為用作大輸出之轉換器用途。直流電壓轉換電路10之輸出電壓Vout與輸入電壓Vin之關係使用自脈衝驅動電路輸出之脈衝之佔空比D1(0＜D1＜1)及變壓器之匝數比(一次側匝數/二次側匝數)n，如下般顯示(但，第1變壓器31之繞組比與第2變壓器32之繞組比相等)。

$$Vout=2\times D1\times(1-D1)\times Vin/n$$

【0048】

因此，直流電壓轉換電路10作為DC-DC轉換器，降壓比(Vout/Vin)

未必高，但由於流過第1開關21等開關之電流相對較低，故適於大輸出用途。

【0049】

如上所述，本實施形態之直流電壓轉換電路10適於大輸出用途，但作為構成電感元件(線圈34、第1變壓器31、第2變壓器32)之磁芯(芯體)之材料，若自高頻(例如100 kHz以上)用途中低芯體損耗之觀點而言應用一般之鐵氧體系軟磁性材料，則擔心如下問題。如上所述，於直流電壓轉換電路10中，二次側位於動作時電流不流過之輸出電路之變壓器係與線圈34同樣地作為能量累積元件發揮功能。若自為了有效地進行能量累積之觀點而言，變壓器之磁芯(芯體)較佳為由不易產生磁性飽和之材料構成，但由於鐵氧體系軟磁性材料之磁導率相對較高，故必須於變壓器之磁芯(芯體)設置氣隙部使有效磁導率下降。然而，氣隙部產生漏磁通之問題，結果造成變壓器之磁芯(芯體)之損失(亦包含銅損)增大。又，由於鐵氧體系軟磁性材料之飽和磁通密度相對較低，故為了避免磁性飽和必須增大變壓器之磁芯(芯體)之體積，而成為變壓器之小型化之阻礙要因。

【0050】

圖7係模擬電流流過在磁芯具有氣隙部之線圈時產生之漏磁場之磁通(漏磁通)之結果，圖8係模擬基於該漏磁通之焦耳損失密度之結果。若於磁芯有氣隙部，則如圖7中以箭頭所示，自氣隙部產生磁通之洩漏，且該漏磁通之一部分通過位於氣隙周圍之線圈。因來自該氣隙部之漏磁通而於線圈流過感應電流，而產生焦耳損失。如圖8所示，由於焦耳損失之密度在氣隙部周圍較高，故若使於磁芯具有氣隙部之線圈小型化，則擔心基於該焦耳損失而過度加熱線圈，導致線圈功能劣化。

【0051】

因此，於本發明之第1實施形態之直流電壓轉換電路10中，變壓器(第1變壓器31、第2變壓器32)之磁芯(芯體)之磁導率(初始磁導率)設定為15以上120以下。藉由變壓器之磁芯之磁導率為該範圍，即使於變壓器不設置氣隙部，變壓器之磁化亦不易飽和，而不易產生能量損耗。變壓器之磁芯(芯體)之磁導率更佳為20以上80以下，尤佳為25以上60以下。另，構成變壓器之磁芯(芯體)之軟磁性材料之典型例即MnZn系鐵氧體等鐵氧體之磁導率例如為1000至3500。若欲使用此種材料將變壓器之磁芯(芯體)之磁導率(有效磁導率)設定為上述範圍，則必須設置氣隙部，但擔心氣隙部如上所述般有漏磁通之影響。因此，直流電壓轉換電路10具備之變壓器(第1變壓器31、第2變壓器32)較佳為不具有氣隙部。

【0052】

又，於本發明之第1實施形態之直流電壓轉換電路10中，變壓器(第1變壓器31、第2變壓器32)之磁芯(芯體)之飽和磁通密度為700 mT以上，自避免變壓器之磁芯(芯體)之磁性飽和之觀點而言較佳。變壓器之磁芯(芯體)之飽和磁通密度更佳為0.9 T以上，尤佳為1.1 T以上。自避免變壓器之磁芯(芯體)之磁性飽和之觀點而言，未規定變壓器之磁芯(芯體)之飽和磁通密度之上限。由於在如飽和磁通密度為1.4 T以上之磁性體材料中亦有損失特性劣化之傾向變強之情況，故有時較佳為將1.3 T左右設為上限。因此，自兼具提高飽和磁通密度與降低損失之觀點而言，變壓器之磁芯之飽和磁通密度尤佳為0.8以上1.3 T以下。自確保構成變壓器之磁芯(芯體)之材料之容易入手性之觀點而言，有時較佳為設為1.2 T以下左右。另，構成變壓器之磁芯(芯體)之軟磁性材料之典型例即鐵氧體系軟磁性材

料之飽和磁通密度一般為380 mT以上500 mT以下。

【0053】

由於容易滿足如上所述之磁導率相關之較佳範圍或飽和磁通密度之較佳範圍，故使用於變壓器(第1變壓器31、第2變壓器32)之磁芯(芯體)之磁性材料較佳為使用非晶金屬系軟磁性材料、或奈米結晶金屬系軟磁性材料等構成。作為非晶金屬系軟磁性材料之具體例，例示Fe-P-C系非晶質磁性合金。尤其，使用Fe-P-C系非晶質磁性合金之粉末而製成之壓粉芯體於高頻(例如100 kHz以上)下，可實現較低之磁導率(120以下)、較高之飽和磁通密度(700 mT以上)及較低之芯體損耗，故較佳。

【0054】

基於與上述之變壓器(第1變壓器31、第2變壓器32)之磁芯(芯體)之情形同樣之理由，線圈34之磁芯(芯體)亦較佳為15以上120以下，更佳為20以上80以下，尤佳為25以上60以下。若線圈34之磁芯(芯體)無氣隙，則由於不會產生漏磁通，故較佳。線圈34之磁芯(芯體)之飽和磁通密度較佳為700 mT以上，更佳為0.9 T以上，尤佳為1.1 T以上。自應對此種要求之觀點而言，亦與變壓器之磁芯(芯體)之情形同樣，線圈34之磁芯(芯體)較佳為使用非晶金屬系軟磁性材料、或奈米結晶金屬系軟磁性材料等構成。

【0055】

(第2實施形態)

圖9係本發明之第2實施形態之電源裝置之電路圖。如圖9所示，本發明之第2實施形態之電源裝置100A具備之直流電壓轉換電路10A之電路構成與圖9所示之本發明之第1實施形態之電源裝置100具備之直流電壓轉換電路10之電路構成除控制部60A之構成以外共通。直流電壓轉換電路10A

之控制部60A具備控制第1開關21之第1閘極驅動GD1、控制第2開關22之第2閘極驅動GD2、控制第3開關23之第3閘極驅動GD3、及控制第4開關24之第4閘極驅動GD4。直流電壓轉換電路10A之電路構成除控制部60A之構成以外與直流電壓轉換電路10之電路構成共通，故以下，僅對控制部60A進行說明，省略直流電壓轉換電路10A之其他電路構成之說明。另，於直流電壓轉換電路10A中，電容器33並非必須。關於該點予以後述。

【0056】

圖10係圖9所示之本發明之第2實施形態之電源裝置100A具備之直流電壓轉換電路10A之時序圖。於圖10之時序圖中，顯示第1閘極驅動GD1至第4閘極驅動GD4之時序圖、以及第1開關21之汲極電流Id1、第4開關24之汲極電流Id4及第4開關之汲極電壓Vds4。

【0057】

直流電壓轉換電路10A之控制部60A與第1實施形態之直流電壓轉換電路10之控制部60之共通點為，對第1開關21及第2開關22具有空載期間dt地交替進行接通斷開控制，且亦對第3開關23及第4開關24具有空載期間dt地交替進行接通斷開控制。又，於第1狀態ST1中，第1開關21及第4開關24接通，於第2狀態ST2中，第2開關22及第3開關23接通，該情況亦與第1實施形態之直流電壓轉換電路10之控制部60之控制相同。然而，如以下所說明，第2實施形態之直流電壓轉換電路10A之控制部60A與第1實施形態之直流電壓轉換電路10之控制部60不同，不進行第1開關21與第4開關24之同步控制及第2開關22與第3開關23之同步控制，而對第1開關21至第4開關24進行所謂之相移控制。

【0058】

於對第1輸入端子11與第2輸入端子12之間施加直流電壓時，控制部60A對第1開關21至第4開關24之各者，以小於0.5之彼此相等之佔空比D反復進行接通與斷開。關於各開關，處於接通狀態之期間即接通期間Pon與處於斷開狀態之期間即斷開期間Poff之合計期間為第1開關之1週期。佔空比D小於0.5之理由在於，於各開關之接通期間Pon前後設置有空載期間dt。

【0059】

控制部60A以使第2開關22至第4開關24接通之時序與使第1開關21接通之時序錯開之方式進行控制。

【0060】

首先，以第1開關21接通後經過短於接通期間Pon之特定長度之期間即移位期間Ps為契機，接通第4開關24而產生第1狀態ST1。於直流電壓轉換電路10A之控制部60A之控制中，僅相對於第1開關21相位偏移而接通之第4開關24接通之期間與第1開關21之接通期間Pon之重複期間為第1狀態ST1，第1開關21之接通期間Pon全部非為第1狀態ST1。

【0061】

接著，以第1開關21斷開後經過空載期間dt為契機而接通第2開關22。藉由第1開關21斷開，第1狀態ST1結束。

【0062】

繼而，以第2開關22接通後經過移位期間Ps為契機，接通第3開關23而產生第2狀態ST2。於直流電壓轉換電路10A之控制部60A之控制中，僅相對於第2開關22相位偏移而接通之第3開關23接通之期間與第2開關22之接通期間Pon之重複期間為第2狀態ST2，第2開關22之接通期間Pon全部

非為第2狀態ST2。

【0063】

於直流電壓轉換電路10A之控制部60A之控制中，藉由變更第1狀態ST1之期間之長度及第2狀態ST2之期間之長度，而變更第1輸出端子51相對於第2輸出端子52之電位差(輸出電壓Vout)。作為控制部60A之控制之具體之一例，於空載期間dt充分短於開關之接通期間Pon之情形時，由於可近似為D≒0.5，故輸出電壓Vout與移位期間Ps具有如下關係，藉由變更移位期間Ps之長度，可調整輸出電壓Vout。

$$Vout \propto Ps/(Pon+Poff)$$

此處，$0 < Ps/(Pon+Poff) < 0.5$。

【0064】

於以上說明之第1實施形態之電源裝置100具備之直流電壓轉換電路10及第2實施形態之電源裝置100A具備之直流電壓轉換電路10A中，4個開關(第1開關21至第4開關24)構成全橋式電路。於第1實施形態之直流電壓轉換電路10中，由於同步控制第1開關21與第4開關24，且同步控制第2開關22與第3開關23，故設置DC截止電容器即電容器33而防止大電流流入串聯電路部SC1。於第2實施形態之直流電壓轉換電路10A中，由於佔空比D相等之4個開關(第1開關21至第4開關24)被錯開相位而進行接通斷開控制，故大電流不易流入串聯電路部SC1。因此，於第2實施形態之直流電壓轉換電路10A中，無需將DC截止電容器即電容器33設置於串聯電路部SC1。

【0065】

(第3實施形態)

使用圖11至圖13對本發明之第3實施形態之電源裝置100B進行說明。圖11係本發明之第3實施形態之電源裝置之電路圖。圖12係說明圖11所示之電路處於第1狀態ST1之情形之動作(第1閘極驅動GD1為接通動作、第2閘極驅動GD2為斷開動作之情形)之圖。圖13係說明圖11所示之電路處於第2狀態ST2之情形之動作(第2閘極驅動GD2為接通動作、第1閘極驅動GD1為斷開動作之情形)之圖。

【0066】

第3實施形態之電源裝置100B具備之直流電壓轉換電路10B係將第1實施形態之直流電壓轉換電路10中之包含4個開關之全橋式電路置換為包含2個開關之半橋式電路者。若通過與第1實施形態之直流電壓轉換電路10之對比說明第3實施形態之直流電壓轉換電路10B，則直流電壓轉換電路10中之由第3開關23與第4開關24之串聯連接構成之半橋式電路被刪除，串聯電路部SC1之另一端部(第2端部P2)連接於第2開關22與第2輸入端子12之間。

【0067】

又，於第3實施形態之直流電壓轉換電路10B中，於第1實施形態之直流電壓轉換電路10中設置DC截止電容器即電容器33之位置，設置第1電容器331。即，第1變壓器31之一次側311及第2變壓器32之一次側321與第1電容器331成串聯連接，對該串聯連接，第1開關21串聯連接。於圖11所示之電路中，第1電容器331位於包含第1變壓器31之一次側311與第2變壓器32之一次側321之串聯連接、與串聯電路部SC1之另一端部(第2端部P2)之間，但並未限定於此。第1電容器331只要對包含第1變壓器31之一次側311與第2變壓器32之一次側321之串聯連接進行串聯連接即可。例如，第

1電容器331亦可位於包含第1變壓器31之一次側311與第2變壓器32之一次側321之串聯連接、與串聯電路部SC1之一端部(第1端部P1)之間。另，於圖11所示之電路中，線圈34亦對包含第1變壓器31之一次側311與第2變壓器32之一次側321之串聯連接進行串聯連接。

【0068】

如圖12所示，於第1開關21為接通之第1狀態ST1中，電流按照黑色虛線箭頭A3之路徑流過串聯電路部SC1，且於第1電容器331累積電荷。此時，於第1輸出電路OC1流過電流(黑色虛線箭頭B1)、於第2變壓器32中進行電能之累積。

【0069】

另一方面，如圖13所示，於第2開關22為接通之第2狀態ST2中，藉由釋放於第1狀態ST1中累積於第1電容器331之電荷，而於串聯電路部SC1沿與第1狀態ST1之情形(黑色虛線箭頭A3)相反之方向流過電流(黑色虛線箭頭A4)。此時，於第2輸出電路OC2中流過電流(黑色虛線箭頭B2)，於第1變壓器31中進行電能之累積。

【0070】

第3實施形態之直流電壓轉換電路10B之控制部60B進行與第1實施形態之直流電壓轉換電路10之控制部60同樣之控制。即，具有空載期間dt地對第1開關21與第2開關22交替進行接通斷開控制。又，藉由變更第1開關21之佔空比D1與第2開關22之佔空比D2之至少一者，可變更第1輸出端子51相對於第2輸出端子52之電位差(輸出電壓Vout)。由於第1開關21之佔空比D1與第2開關22之佔空比D2不相等(非對稱)，故必須設置用以防止大電流流入串聯電路部SC1之DC截止電容器，但於直流電壓轉換電路10B中第

1電容器331實現該功能。亦可與第1電容器331分開設置作為DC截止電容器之電容器33。

【0071】

(第4實施形態)

使用圖14至圖16對本發明之第4實施形態之電源裝置100C進行說明。圖14係本發明之第4實施形態之電源裝置之電路圖。圖15係說明圖14所示之電路處於第1狀態ST1之情形之動作(第1閘極驅動GD1為接通動作、第2閘極驅動GD2為斷開動作之情形)之圖。圖16係說明圖14所示之電路處於第2狀態ST2之情形之動作(第2閘極驅動GD2為接通動作、第1閘極驅動GD1為斷開動作之情形)之圖。

【0072】

於第4實施形態之電源裝置100C具備之直流電壓轉換電路10C於與第3實施形態之電源裝置100B具備之直流電壓轉換電路10B之對比中，於串聯電路部SC1進而設置有對包含第1變壓器31之一次側311與第2變壓器32之一次側321之串聯連接作串聯連接之第2電容器332。對如此構成之包含第1變壓器31之一次側311及第2變壓器32之一次側321側以及第2電容器332之串聯連接，第2開關22與其串聯連接。另，於圖14所示之電路中，線圈34亦對包含第1變壓器31之一次側311與第2變壓器32之一次側321之串聯連接作串聯連接。

【0073】

若進一步具體地說明，則第1電容器331位於包含第1變壓器31之一次側311及第2變壓器32之一次側321之串聯連接、與串聯電路部SC1之另一端部(第2端部P2)之間。第2電容器332之一端部(第3端部P3)連接於包含第

1變壓器31之一次側311及第2變壓器32之一次側321之串聯連接、與第1電容器331之間，第2電容器332之另一端部(第4端部P4)連接於第1輸入端子11。因此，第1電容器331與第2電容器332成串聯連接，該串聯連接位於第1輸入端子11與第2輸入端子12之間。即，在第4實施形態之直流電壓轉換電路10C與第1實施形態之直流電壓轉換電路10之對比下，採用取代第3開關23而設置第2電容器332，取代第4開關24而設置第1電容器331之構成。

【0074】

如圖15所示，於第1狀態ST1中，來自第1輸入端子11之電流流過包含第1變壓器31之一次側311及第2變壓器32之一次側321以及第1開關21之串聯連接，於第1電容器331產生累積電荷之電流路徑(黑色虛線箭頭A11)。又，累積於第2電容器332之電荷被釋放，於包含第1變壓器31之一次側311及第2變壓器32之一次側321之串聯連接、包含第1開關21及第2電容器332之閉合電路，流過黑色點線箭頭A12之方向之電流。此時，於第1輸出電路OC1流過電流(黑色虛線箭頭B1)、於第2變壓器32中進行電能之累積。

【0075】

如圖16所示，於第2狀態ST2中，藉由電流通過包含第1變壓器31之一次側311及第2變壓器32之一次側321以及第2開關22之串聯連接，流向第2輸入端子12之電流路徑(黑色虛線箭頭A21)，於第2電容器332累積電荷。又，累積於第1電容器331之電荷被釋放，於包含第1變壓器31之一次側311及第2變壓器32之一次側321之串聯連接、包含第2開關22及第1電容器331之閉合電路，流過黑色點線箭頭A22之方向之電流。此時，於第2輸

出電路OC2中流過電流 (黑色虛線箭頭B2)，於第1變壓器31中進行電能之累積。

【0076】

第4實施形態之直流電壓轉換電路10C之控制部60C進行與第1實施形態之直流電壓轉換電路10之控制部60同樣之控制。即，具有空載期間dt地對第1開關21與第2開關22交替進行接通斷開控制。又，藉由變更第1開關21之佔空比D1與第2開關22之佔空比D2之至少一者，可變更第1輸出端子51相對於第2輸出端子52之電位差(輸出電壓Vout)。由於第1開關21之佔空比D1與第2開關22之佔空比D2不相等(非對稱)，故必須設置用以防止大電流流入串聯電路部SC1之DC截止電容器，但於直流電壓轉換電路10C中第1電容器331及第2電容器332實現該功能。亦可與第1電容器331及第2電容器332分開設置作為DC截止電容器之電容器33。

【0077】

以上說明之實施形態係為了容易理解本發明而記載者，並非為了限定本發明而記載者。因此，上述實施形態所揭示之各要素亦包含屬於本發明之技術範圍之全部設計變更或均等物。

【0078】

例如，於上述第1實施形態至第4實施形態之直流電源轉換電路中，線圈34等電感器與複數個開關(第1開關21至第4開關24)之輸出電容形成共振電路，該共振電路之最大振幅電壓設定為大於開關之汲極電壓，且進行零伏特切換，但並未限定於此。於設置有直流電源轉換電路之機器應用於顯示裝置或資訊機器之電源裝置之情形時，較佳為實現零伏特切換而抑制雜訊之產生，但於如電動汽車之充電座之電源裝置等般不易受到雜訊之影

響之情形時，無需特別進行用以提高共振電路之最大振幅電壓之設定，結果，亦可成為產生突波電壓或突波電流之所謂之硬切換。於該情形時，由於無需滿足實現零伏特切換之共振條件，故直流電源轉換電路之控制範圍變廣，例如充電座之高速充電成為可能。

【0079】

由於在硬切換之情形時不需要共振電路，故於上述實施形態之直流電源轉換電路中不需要設置於串聯電路部SC1之線圈34。又，於圖2所示之時序圖中，第1閘極驅動GD1之佔空比D1與第2閘極驅動GD2之佔空比D2亦可相等(即，D1=D2)。於如此般對稱地進行切換之情形時，由於大電流不易流入串聯電路部SC1，故亦不需要DC截止電容器即電容器33。

[產業上之可利用性]

【0080】

本發明之一實施形態之直流電壓轉換電路可較佳地用作大輸出之切換電源之部分電路。

【符號說明】

【0081】

| | |
|---|---|
| 10 | 直流電壓轉換電路 |
| 10A | 直流電壓轉換電路 |
| 10B | 直流電壓轉換電路 |
| 10C | 直流電壓轉換電路 |
| 11 | 第1輸入端子 |
| 12 | 第2輸入端子 |
| 21 | 第1開關 |

| | |
|---|---|
| 22 | 第2開關 |
| 23 | 第3開關 |
| 24 | 第4開關 |
| 31 | 第1變壓器 |
| 32 | 第2變壓器 |
| 33 | 電容器 |
| 34 | 線圈 |
| 41 | 第1整流二極體 |
| 42 | 第2整流二極體 |
| 51 | 第1輸出端子 |
| 52 | 第2輸出端子 |
| 60 | 控制部 |
| 60A | 控制部 |
| 60B | 控制部 |
| 60C | 控制部 |
| 70 | 直流電源 |
| 100 | 電源裝置 |
| 100A | 電源裝置 |
| 100B | 電源裝置 |
| 100C | 電源裝置 |
| 311 | 第1變壓器之一次側 |
| 312 | 第1變壓器之二次側 |
| 321 | 第2變壓器之一次側 |

| | |
|---|---|
| 322 | 第2變壓器之二次側 |
| 331 | 第1電容器 |
| 332 | 第2電容器 |
| A1 | 黑色虛線箭頭 |
| A2 | 黑色虛線箭頭 |
| A3 | 黑色虛線箭頭 |
| A4 | 黑色虛線箭頭 |
| A11 | 黑色虛線箭頭 |
| A12 | 黑色點線箭頭 |
| A21 | 黑色虛線箭頭 |
| A22 | 黑色點線箭頭 |
| B1 | 黑色虛線箭頭 |
| B2 | 黑色虛線箭頭 |
| dt | 空載期間 |
| GD1 | 第1閘極驅動 |
| GD2 | 第2閘極驅動 |
| GD3 | 第3閘極驅動 |
| GD4 | 第4閘極驅動 |
| Id1 | 第1開關之汲極電流 |
| Id2 | 第2開關之汲極電流 |
| Id4 | 第4開關之汲極電流 |
| Isc | 合成電流 |
| OC1 | 第1輸出電路 |

| | |
|---|---|
| OC2 | 第2輸出電路 |
| OFF | 斷開信號 |
| ON | 接通信號 |
| P1 | 第1端部(串聯電路部之一端部) |
| P2 | 第2端部(串聯電路部之另一端部) |
| P3 | 第3端部(第2電容器之一端部) |
| P4 | 第4端部(第2電容器之另一端部) |
| Poff | 斷開期間 |
| Pon | 接通期間 |
| Ps | 移位期間 |
| SC1 | 串聯電路部 |
| ST1 | 第1狀態 |
| ST2 | 第2狀態 |
| t0～t9 | 時間 |
| ton | 場效應電晶體成接通動作之時序 |
| Vds1 | 第1開關之汲極電壓 |
| Vds2 | 第2開關之汲極電壓 |
| Vds4 | 第4開關之汲極電壓 |
| Vin | 輸入電壓 |
| Vout | 輸出電壓 |

# 【發明申請專利範圍】

【第1項】

一種直流電壓轉換電路，其特徵在於具備：

第1輸入端子及第2輸入端子；

複數個開關；

串聯電路部，其串聯連接有第1變壓器之一次側、及與上述第1變壓器極性相等且磁性獨立之第2變壓器之一次側；

第1輸出電路，其以串聯連接具備上述第1變壓器之二次側及第1整流二極體，於上述第1整流二極體之整流方向之端部設置有第1輸出端子，於與上述第1整流二極體之整流方向相反側之端部設置有第2輸出端子；

第2輸出電路，其以串聯連接具備上述第2變壓器之二次側及第2整流二極體，上述第1輸出端子位於上述第2整流二極體之整流方向之端部，上述第2輸出端子位於與上述第2整流二極體之整流方向相反側之端部；及

控制部，其控制上述複數個開關；且

上述複數個開關具備一端部連接於上述第1輸入端子之第1開關、及一端部連接於上述第2輸入端子之第2開關；

上述第1開關與上述第2開關係串聯連接，上述串聯電路部之一端部連接於上述第1開關與上述第2開關之中間；

於對上述第1輸入端子與上述第2輸入端子之間施加直流電壓時，上述控制部係

藉由具有空載期間地對上述第1開關與上述第2開關交替進行接通斷開控制，而使流過上述串聯電路部之電流之方向交替反轉；

使第1狀態與第2狀態交替產生，

該第1狀態係上述第1開關接通，於上述第1輸出電路中於上述第1整流二極體之整流方向流過電流，於上述第2變壓器中進行電能之累積；

該第2狀態係上述第2開關接通，於上述第2輸出電路中於上述第2整流二極體之整流方向流過電流，於上述第1變壓器中進行電能之累積；

上述第1變壓器之磁芯之磁導率及上述第2變壓器之磁芯之磁導率均為15以上120以下。

【第2項】

如請求項1之直流電壓轉換電路，其中上述串聯電路部進而具有串聯連接於上述第1變壓器之一次側及上述第2變壓器之一次側之第1電容器，對包含上述第1變壓器之一次側及上述第2變壓器之一次側以及上述第1電容器之串聯連接，上述第1開關串聯連接；

上述串聯電路部之另一端部連接於上述第2開關與上述第2輸入端子之間；

於上述第1狀態中，於上述第1電容器累積電荷；

於上述第2狀態中，累積於上述第1電容器之上述電荷被釋放。

【第3項】

如請求項2之直流電壓轉換電路，其中上述串聯電路部進而具有串聯連接於上述第1變壓器之一次側及上述第2變壓器之一次側之第2電容器，對包含上述第1變壓器之一次側及上述第2變壓器之一次側以及上述第2電容器之串聯連接，上述第2開關串聯連接；

上述第1電容器位於包含上述第1變壓器之一次側及上述第2變壓器之一次側之串聯連接與上述串聯電路部之另一端部之間；

上述第2電容器係一端部連接於包含上述第1變壓器之一次側及上述

第2變壓器之一次側之串聯連接與上述第1電容器之間，另一端部連接於上述第1輸入端子；

於上述第1狀態中，於上述第1電容器累積電荷，且累積於上述第2電容器之上述電荷被釋放；

於上述第2狀態中，於上述第2電容器累積電荷，且累積於上述第1電容器之上述電荷被釋放。

【第4項】

如請求項1之直流電壓轉換電路，其中上述複數個開關進而具備設置於上述串聯電路部之另一端部與上述第1輸入端子之間之第3開關、及設置於上述串聯電路部之另一端部與上述第2輸入端子之間之第4開關；且

上述第3開關與上述第4開關係串聯連接，上述串聯電路部之另一端部連接於上述第3開關與上述第4開關之中間；

於對上述第1輸入端子與上述第2輸入端子之間施加直流電壓時，上述控制部對上述第3開關與上述第4開關亦以具有上述空載期間的方式交替進行接通斷開控制；

於上述第1狀態中，上述第1開關及上述第4開關為接通；

於上述第2狀態中，上述第2開關及上述第3開關為接通。

【第5項】

如請求項4之直流電壓轉換電路，其中上述串聯電路部進而具有串聯連接於上述第1變壓器之一次側及上述第2變壓器之一次側之電容器；且

於對上述第1輸入端子與上述第2輸入端子之間施加直流電壓時，上述控制部係

同步控制上述第1開關與上述第4開關，且同步控制上述第2開關與上

述第3開關；

藉由變更上述第1開關之佔空比與上述第2開關之佔空比之至少一者，可變更上述第1輸出端子相對於上述第2輸出端子之電位差。

【第6項】

如請求項4之直流電壓轉換電路，其中於對上述第1輸入端子與上述第2輸入端子之間施加直流電壓時，上述控制部係

對上述第1開關至上述第4開關之各者，以小於50%之彼此相等之佔空比反復進行接通與斷開；

關於將上述第2開關至上述第4開關設為接通之時序，

以上述第1開關接通後經過短於上述第1開關處於接通狀態之期間即接通期間之特定長度之期間即移位期間為契機，接通上述第4開關而產生上述第1狀態；

以上述第1開關斷開後經過上述空載期間為契機而接通上述第2開關；

以上述第2開關接通後經過上述移位期間為契機，接通上述第3開關而產生上述第2狀態；

藉由變更上述第1狀態之期間之長度及上述第2狀態之期間之長度，可變更上述第1輸出端子相對於上述第2輸出端子之電位差。

【第7項】

如請求項1至6中任一項之直流電壓轉換電路，其中上述第1變壓器之磁芯及上述第2變壓器之磁芯均不具有氣隙部。

【第8項】

如請求項1至6中任一項之直流電壓轉換電路，其中上述第1變壓器之

磁芯之飽和磁通密度及上述第2變壓器之磁芯之飽和磁通密度均為700 mT以上。

【第9項】

如請求項1之直流電壓轉換電路，其中上述複數個開關分別具有場效應電晶體。

【第10項】

如請求項9之直流電壓轉換電路，其具備包含上述複數個開關之至少一個上述場效應電晶體之輸出電容而構成之共振電路，且以於控制為上述複數個開關之至少一者斷開時，該開關之上述場效應電晶體之汲極電壓為0 V以下之方式，設定上述共振電路之共振條件。

【第11項】

如請求項10之直流電壓轉換電路，其中上述串聯電路部進而具備串聯連接於上述複數個開關之至少一者之線圈，且上述共振電路包含上述線圈。

【第12項】

如請求項10或11之直流電壓轉換電路，其中上述線圈之磁芯之磁導率為15以上120以下。

【第13項】

如請求項12之直流電壓轉換電路，其中上述線圈之磁芯不具有氣隙部。

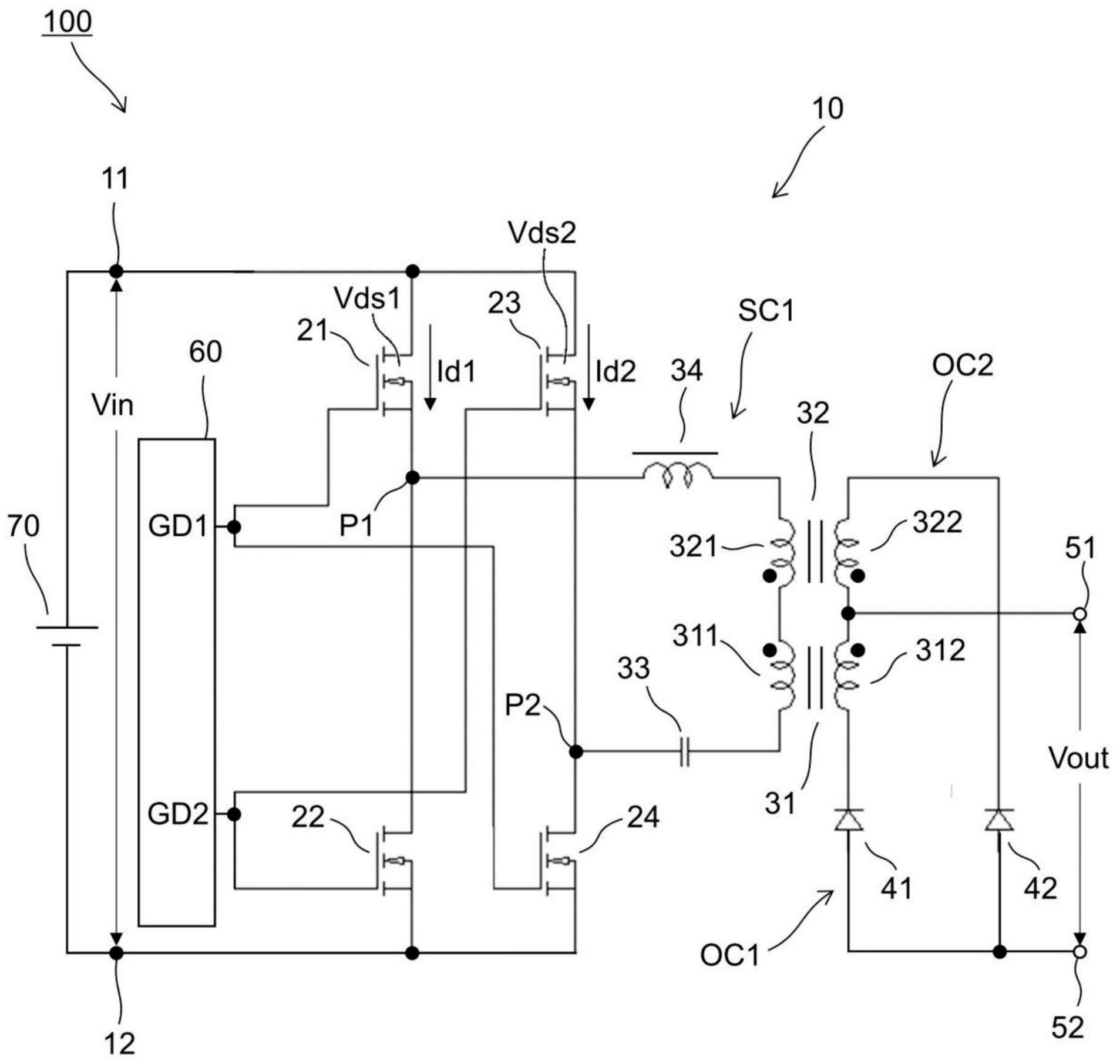
【第14項】

如請求項10之直流電壓轉換電路，其中上述線圈之磁芯之飽和磁通密度為700 mT以上。

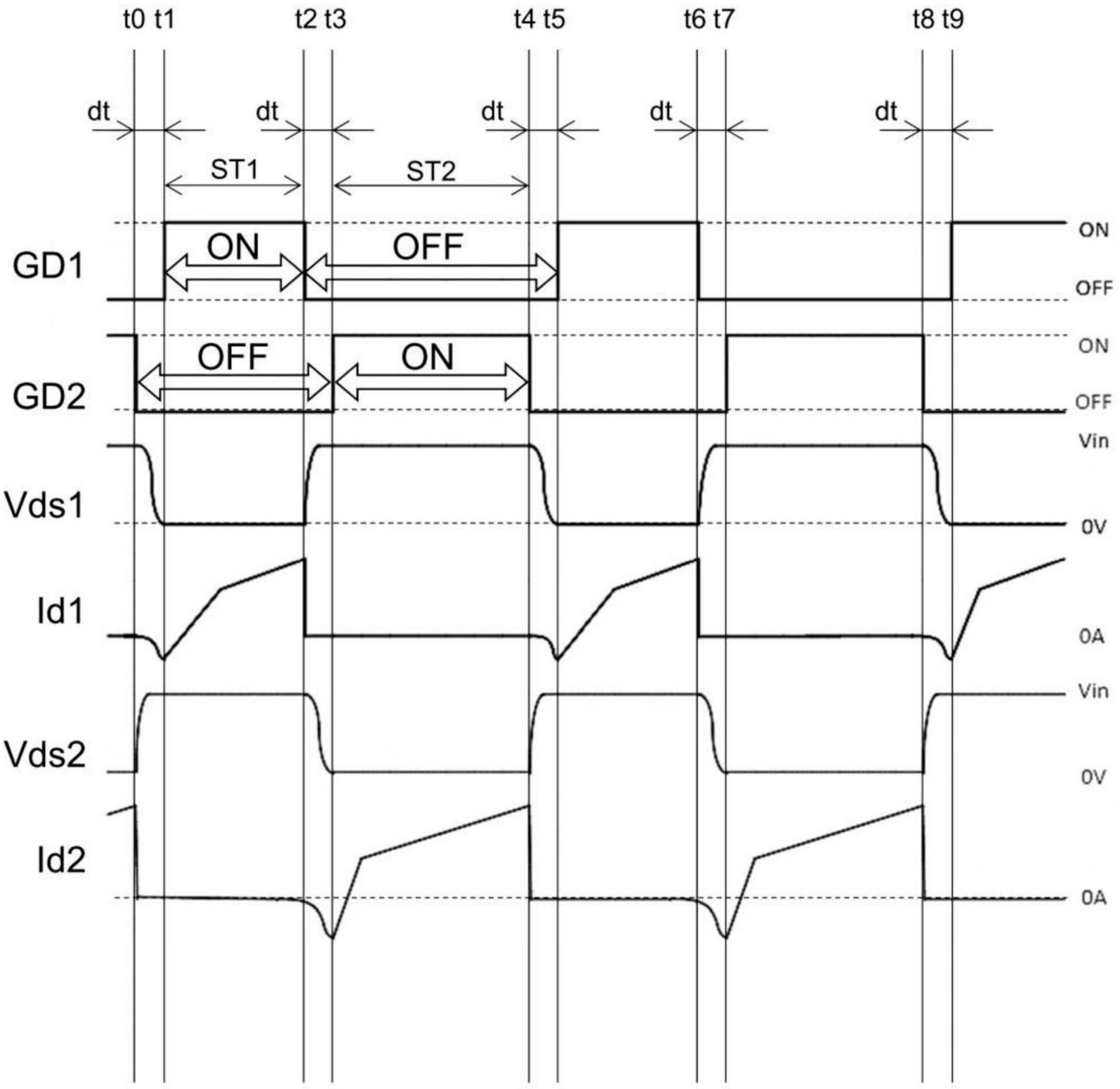
【第15項】

一種電源裝置，其具備請求項1之直流電壓轉換電路、與電性連接於上述直流電壓轉換電路具備之上述第1輸入端子及上述第2輸入端子各者之直流電源。

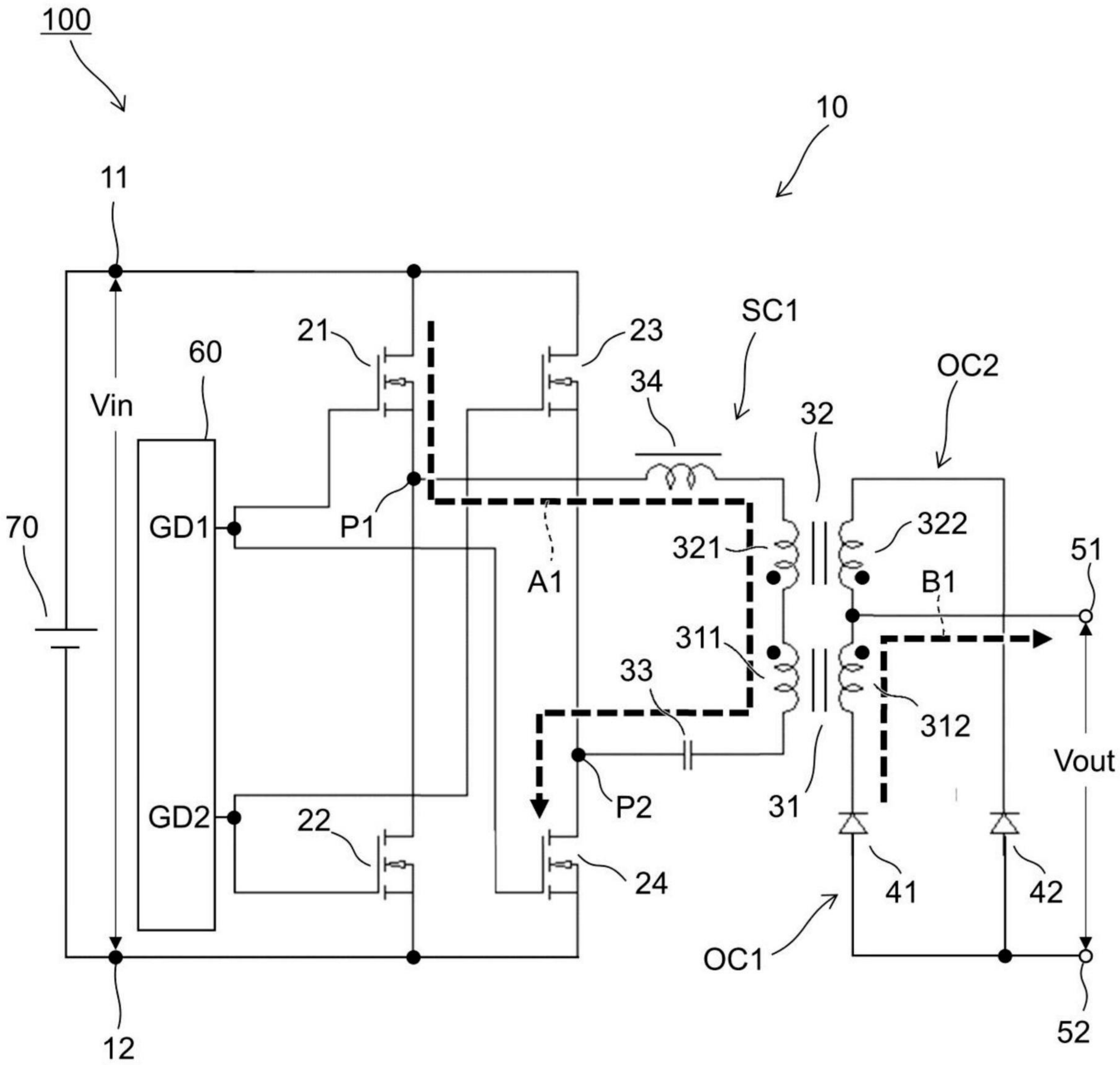
# 【發明圖式】


100
11
10
Vds2
Vds1
23
21
SC1
60
Id1
Id2
34
OC2
Vin
32
70
GD1
P1
322
321
51
311
312
33
P2
Vout
31
GD2
22
24
41
42
OC1
12
52

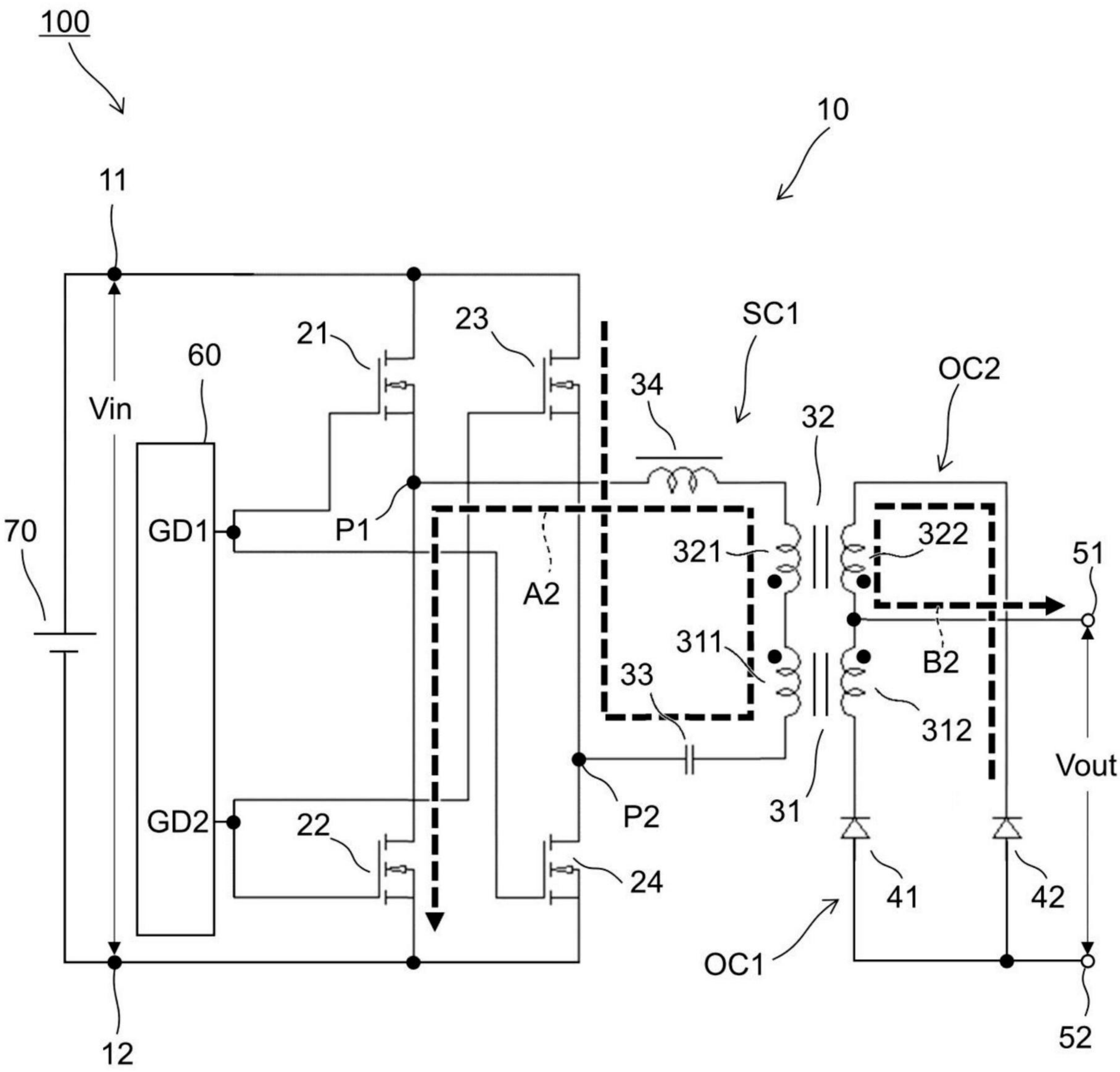
【圖1】


t0 t1
t2 t3
t4 t5
t6 t7
t8 t9
dt
ST1
ST2
GD1
ON
OFF
GD2
Vds1
Id1
Vds2
Id2
Vin
0V
0A

【圖2】

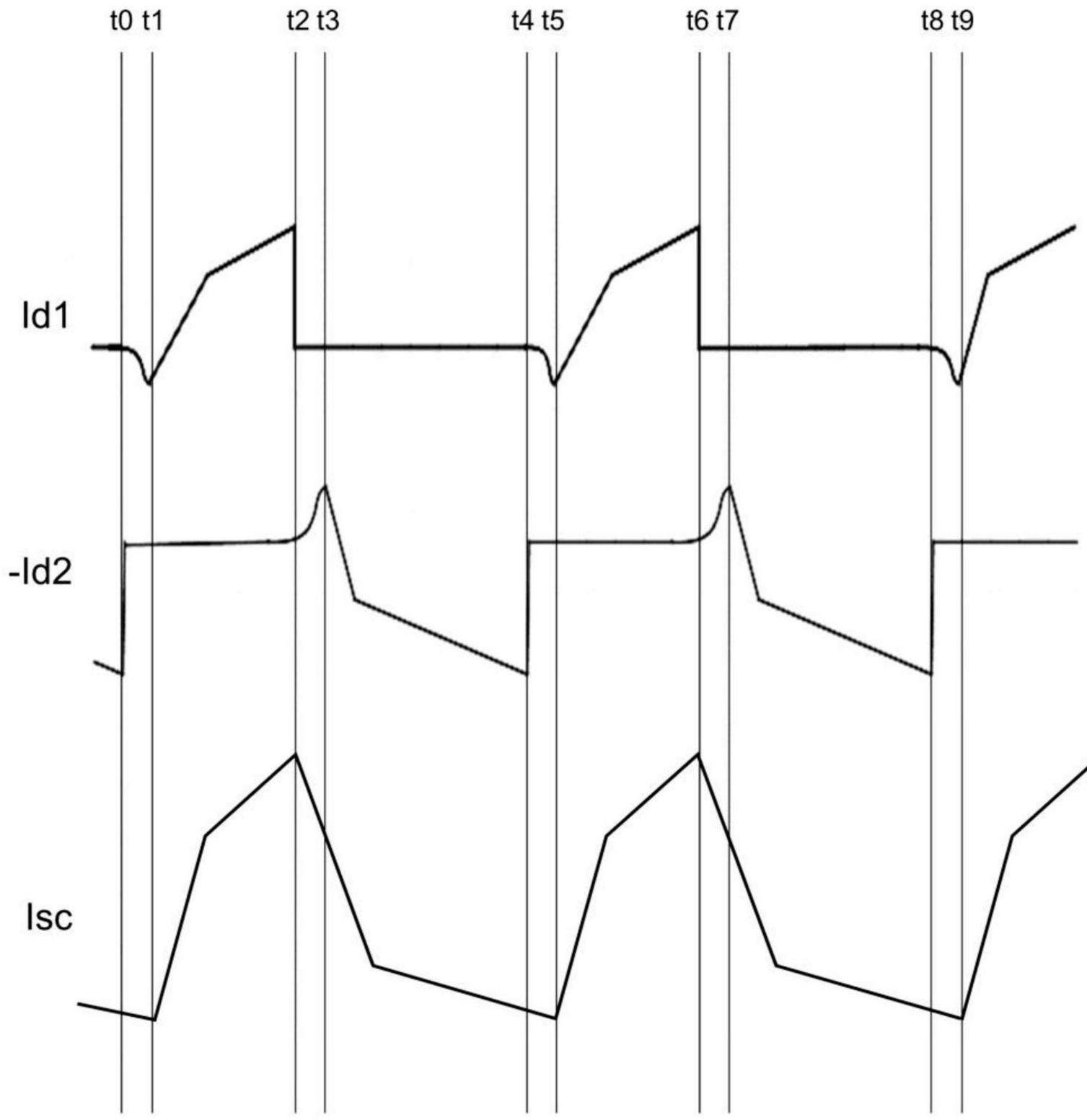

100
11
10
Vin
60
21
23
SC1
OC2
34
32
70
GD1
P1
A1
321
322
51
B1
311
33
312
Vout
GD2
P2
31
22
24
41
42
OC1
12
52

【圖3】

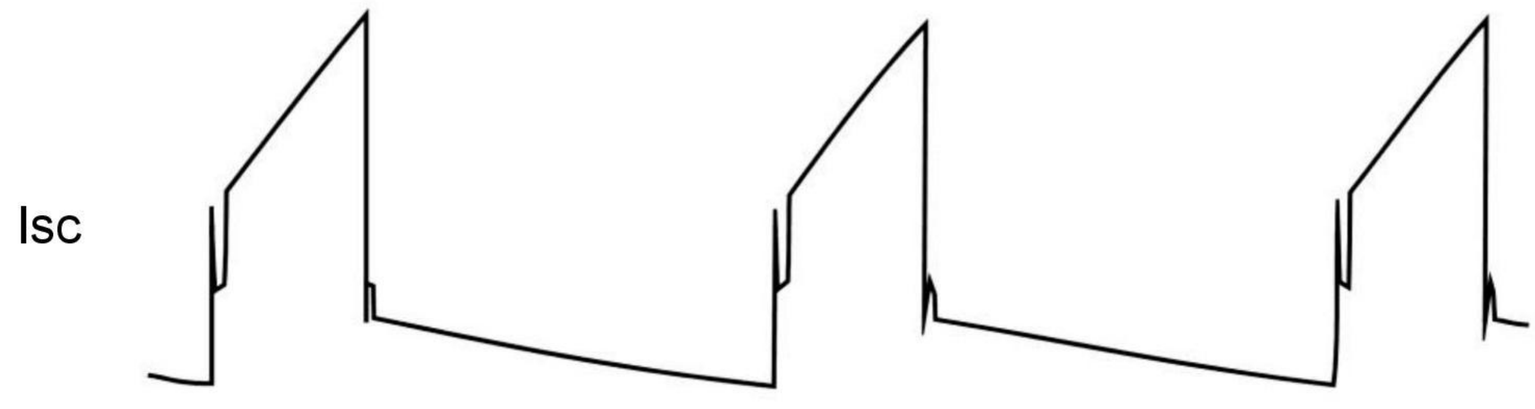

100
11
10
Vin
60
21
23
SC1
34
32
OC2
70
GD1
P1
A2
321
322
51
311
33
B2
312
GD2
22
24
P2
31
Vout
41
42
OC1
12
52

【圖4】

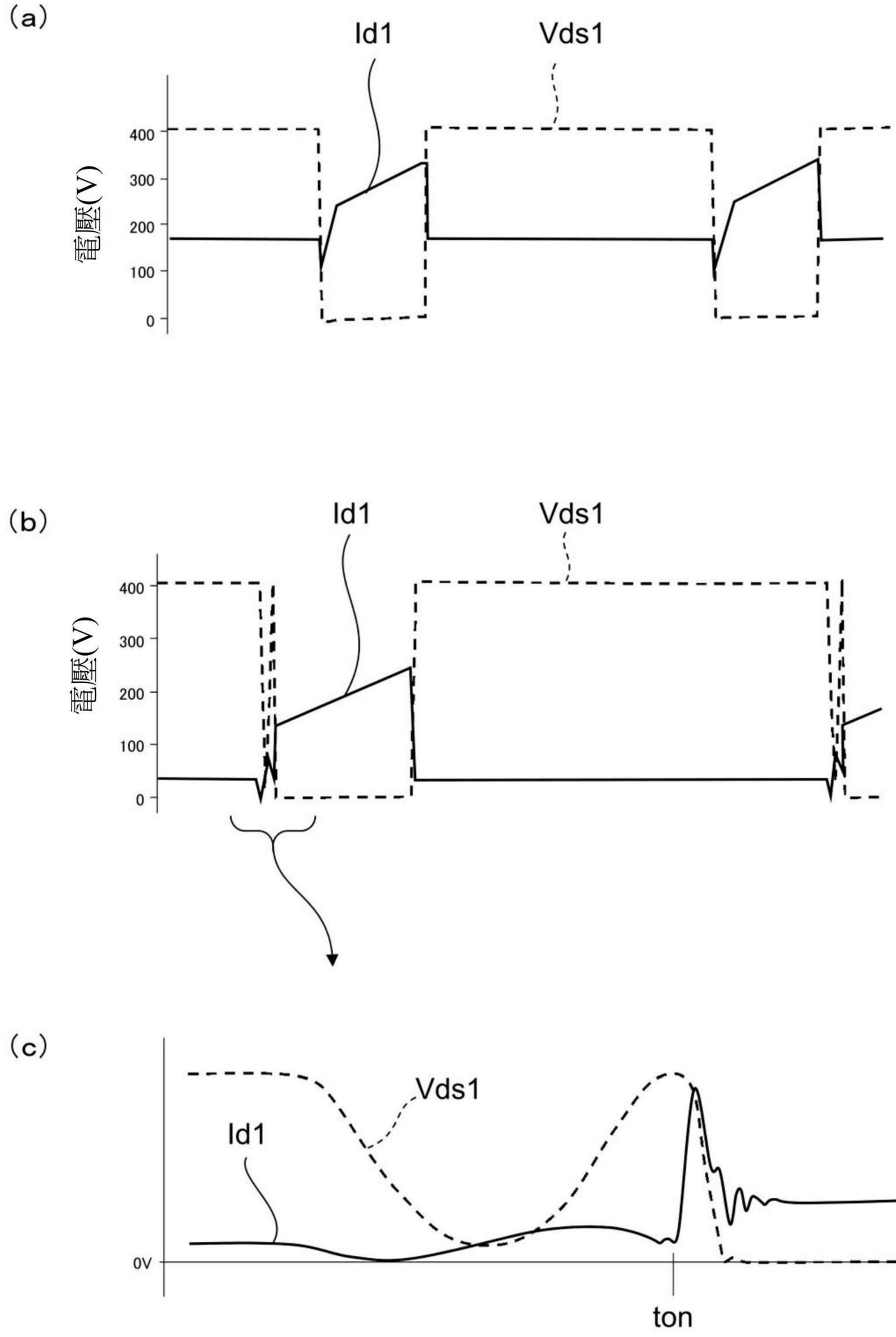
(a)



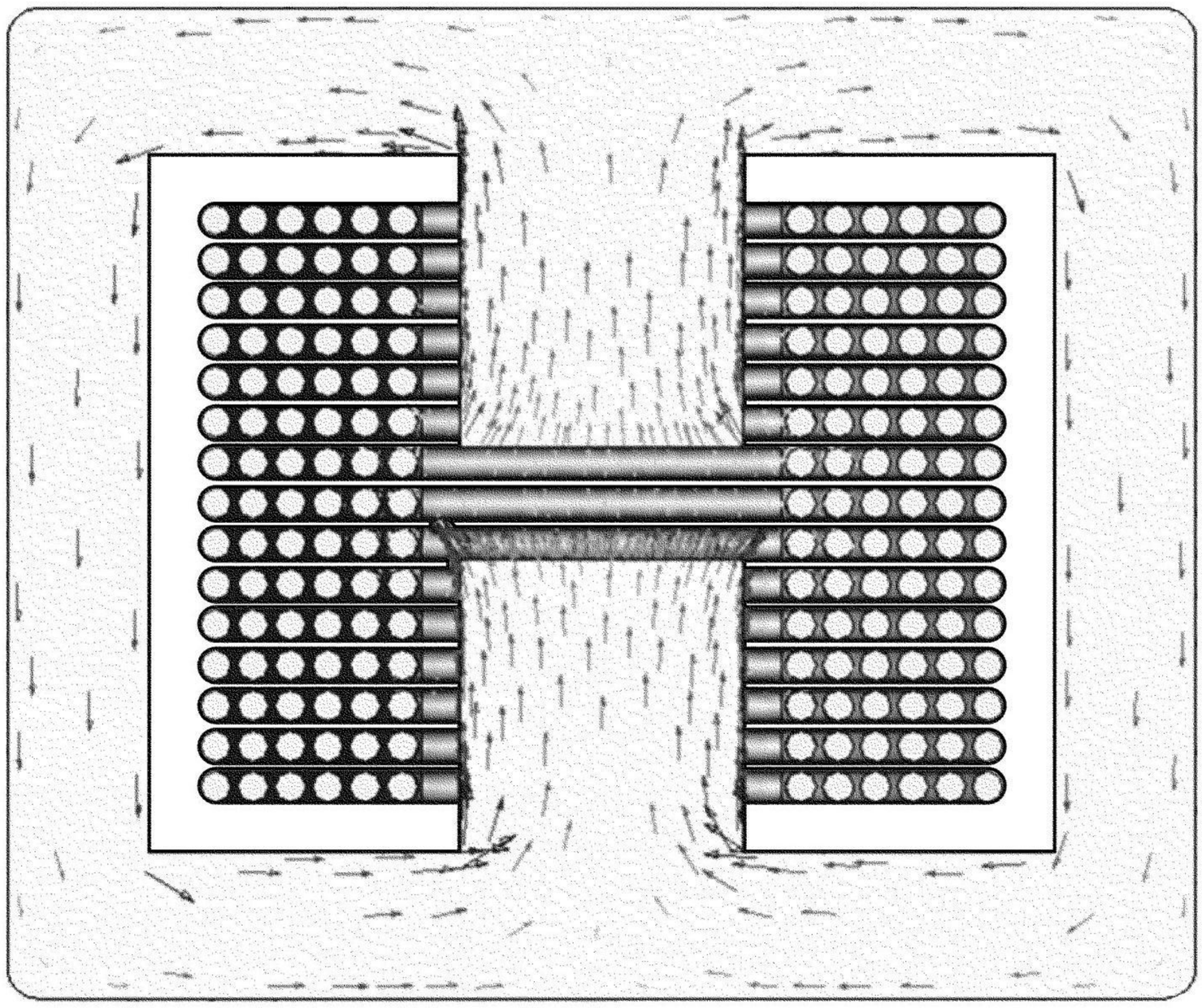

(b)



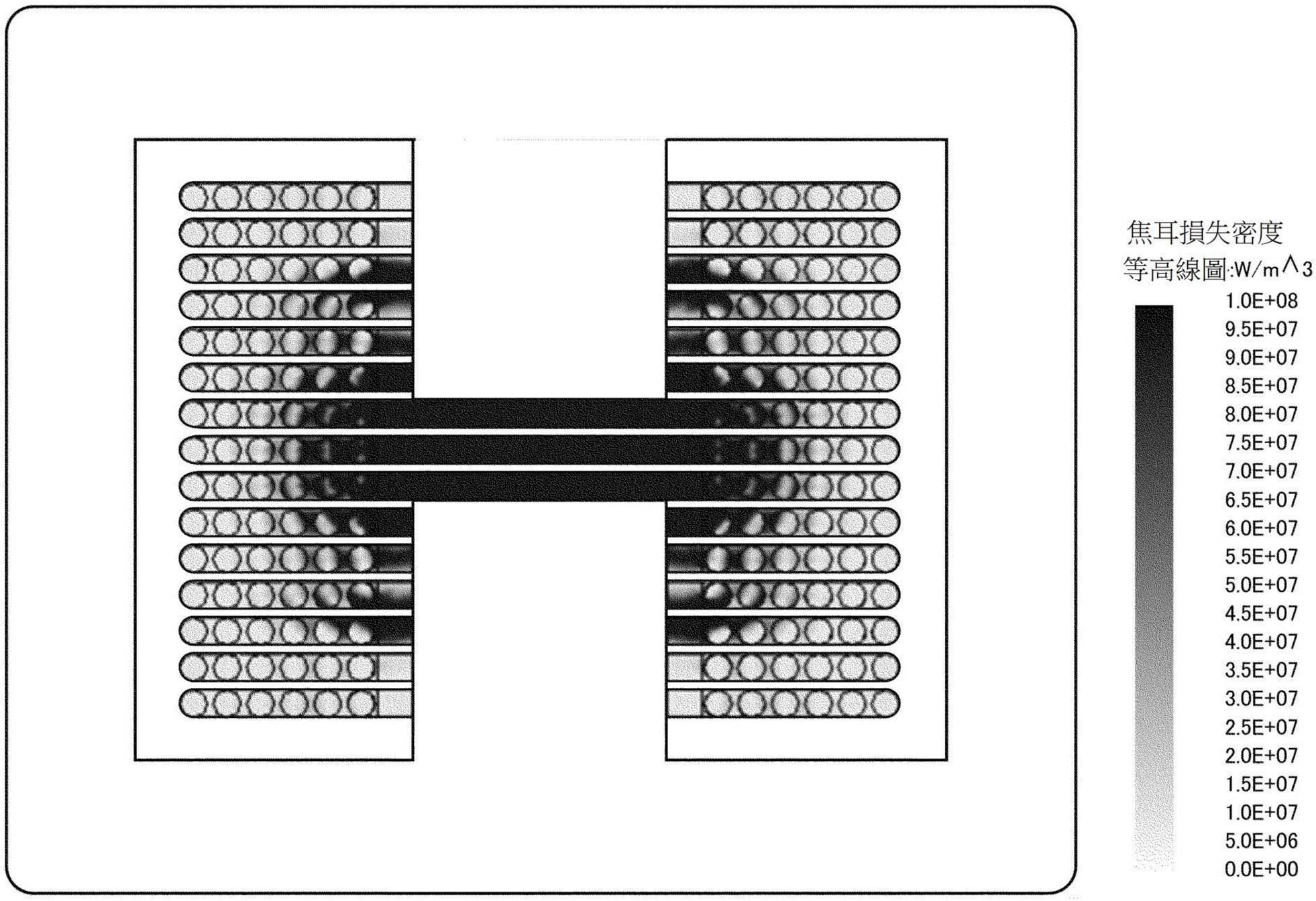

【圖5】


(a)
Id1
Vds1
400
300
200
100
0
電壓(V)
(b)
Id1
Vds1
400
300
200
100
0
電壓(V)
(c)
Vds1
Id1
0V
ton

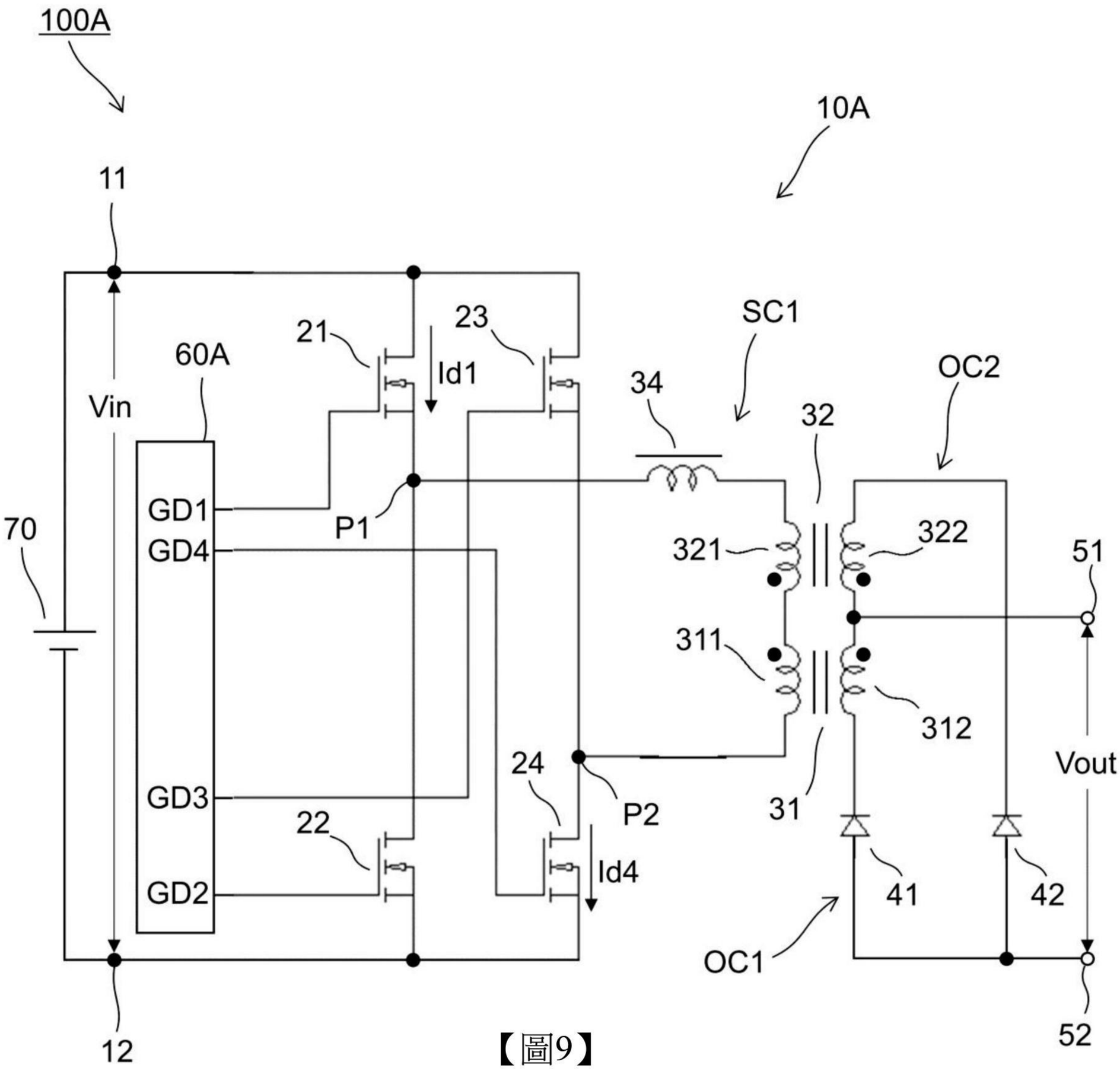
【圖6】



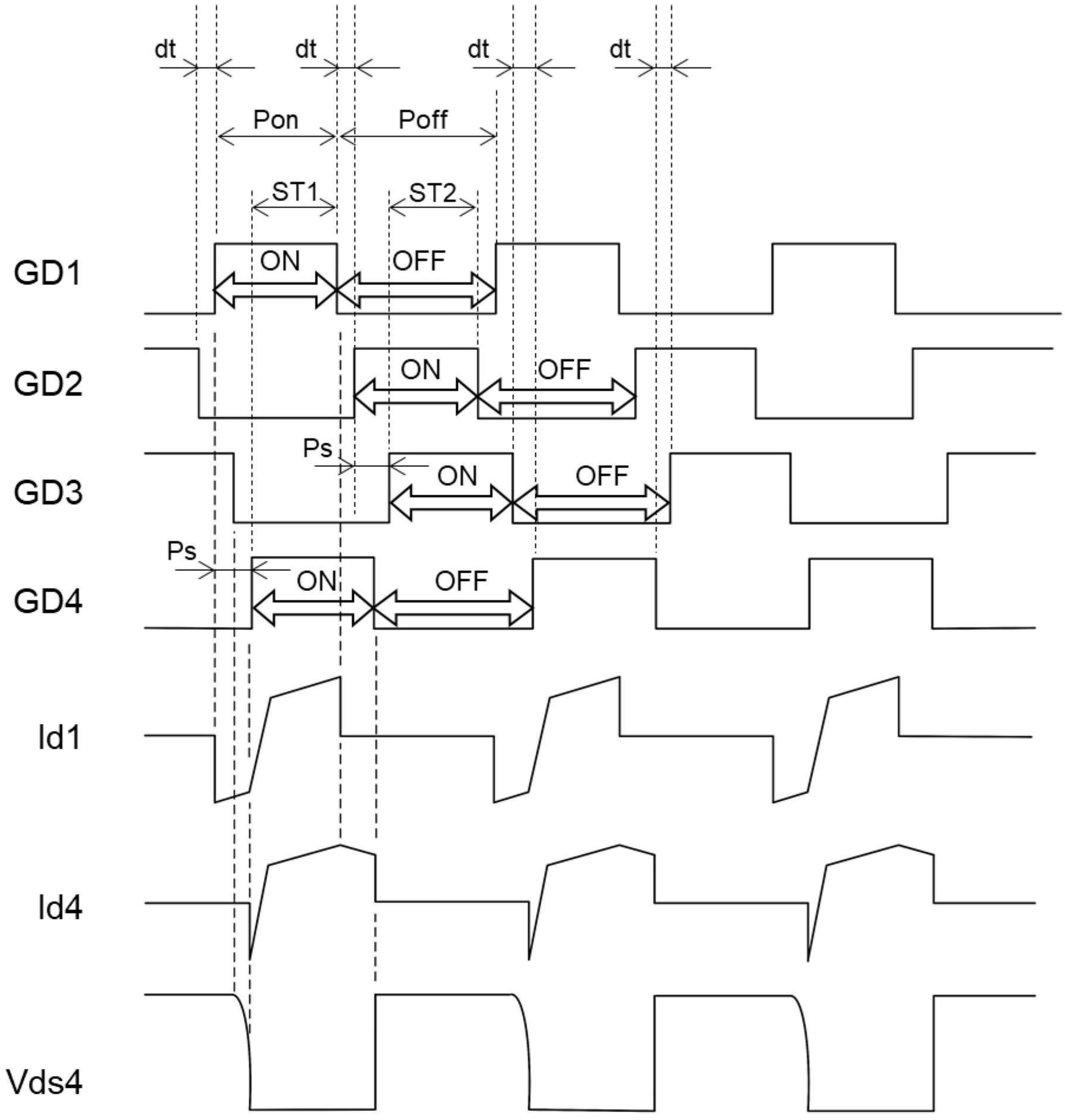
【圖7】


焦耳損失密度
等高線圖:W/m^3
1.0E+08
9.5E+07
9.0E+07
8.5E+07
8.0E+07
7.5E+07
7.0E+07
6.5E+07
6.0E+07
5.5E+07
5.0E+07
4.5E+07
4.0E+07
3.5E+07
3.0E+07
2.5E+07
2.0E+07
1.5E+07
1.0E+07
5.0E+06
0.0E+00

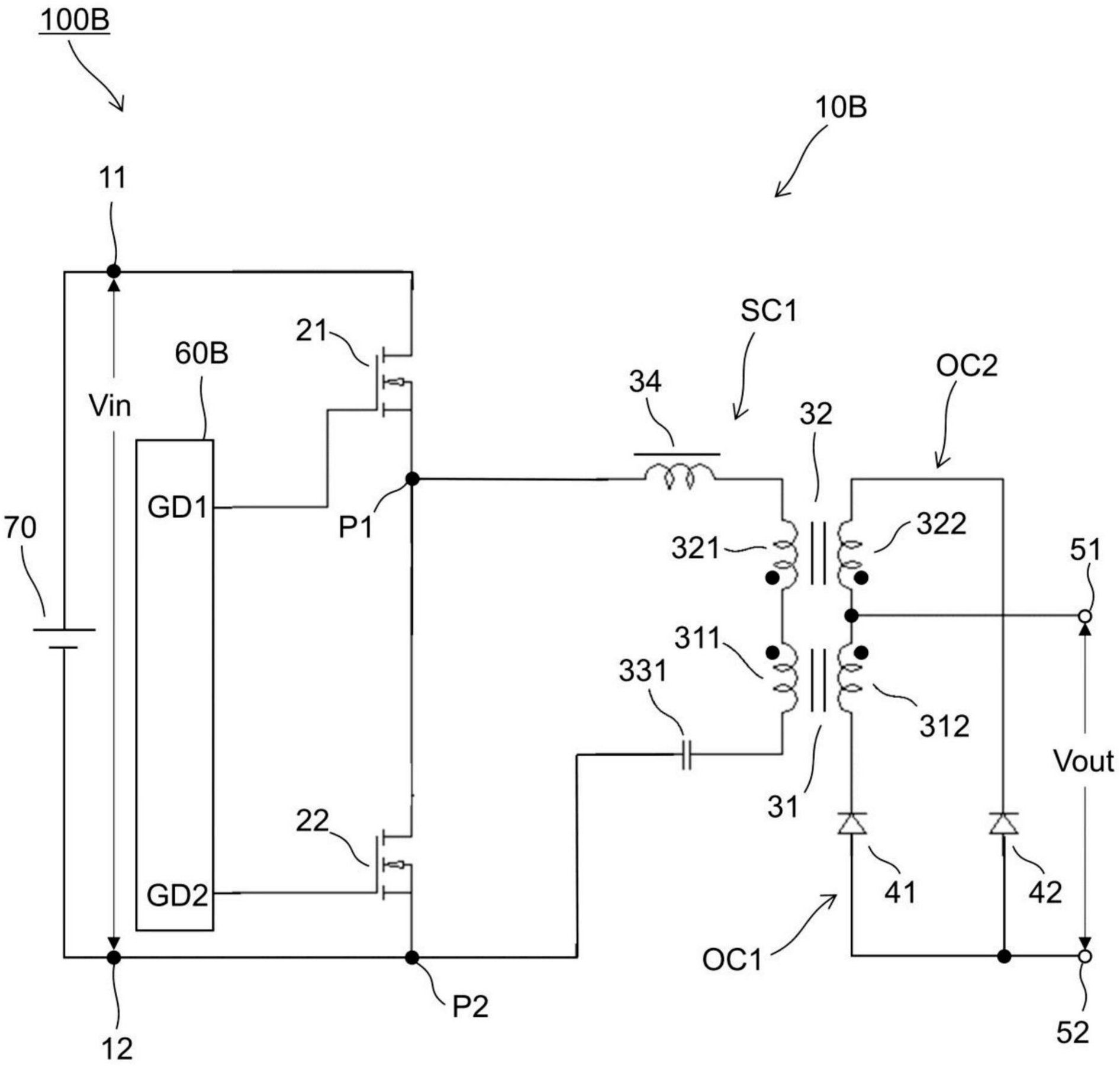
【圖8】


100A
10A
11
21
23
60A
Id1
Vin
SC1
34
32
OC2
GD1
GD4
P1
70
321
322
51
311
GD3
24
P2
312
Vout
22
Id4
31
41
42
GD2
OC1
12
52

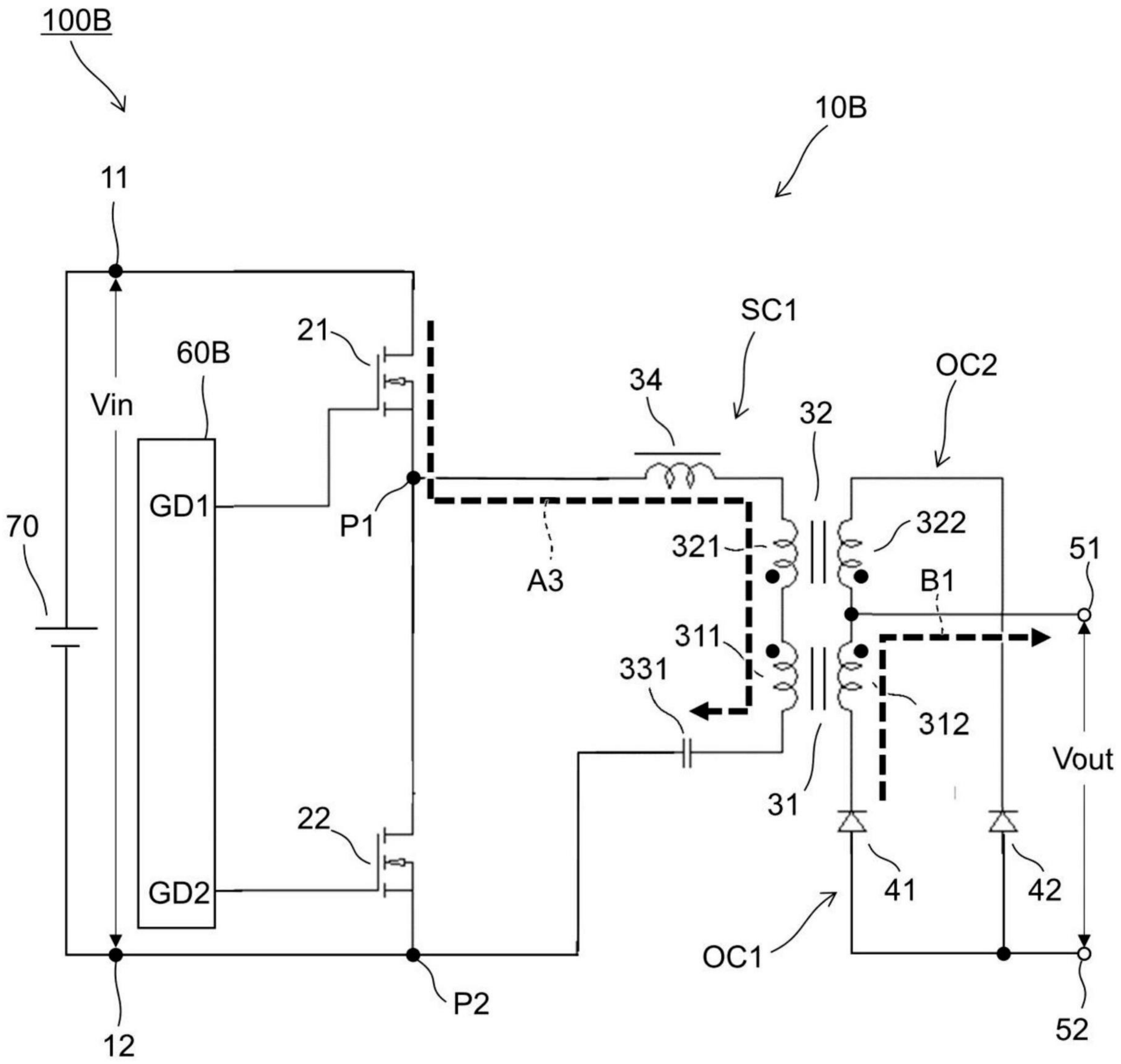
【圖9】


dt
dt
dt
dt
Pon
Poff
ST1
ST2
GD1
ON
OFF
GD2
ON
OFF
Ps
GD3
ON
OFF
Ps
GD4
ON
OFF
Id1
Id4
Vds4

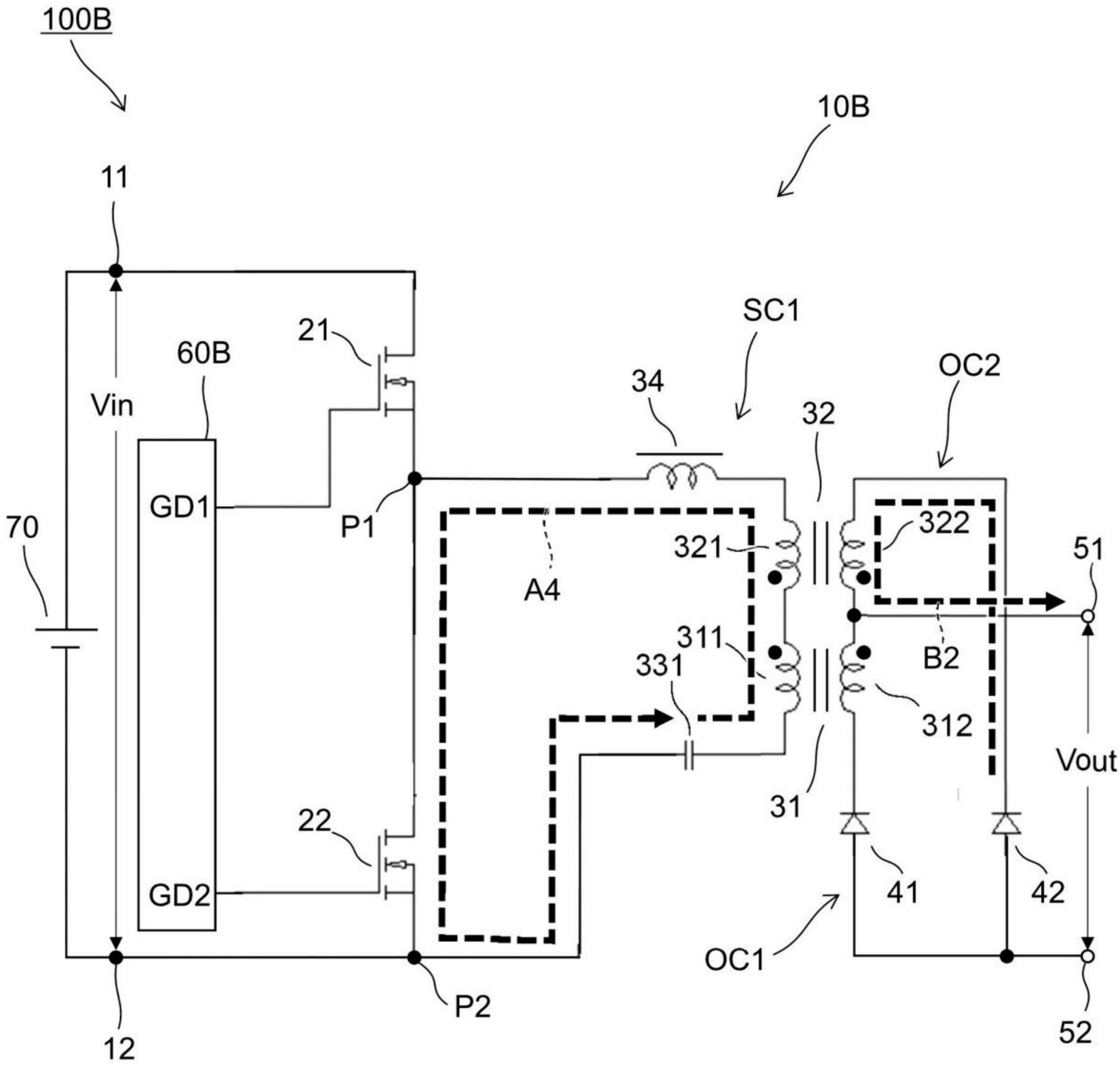
【圖10】


100B
10B
11
21
60B
Vin
SC1
34
32
OC2
GD1
P1
70
321
322
51
311
331
312
Vout
31
22
41
42
GD2
OC1
P2
52
12

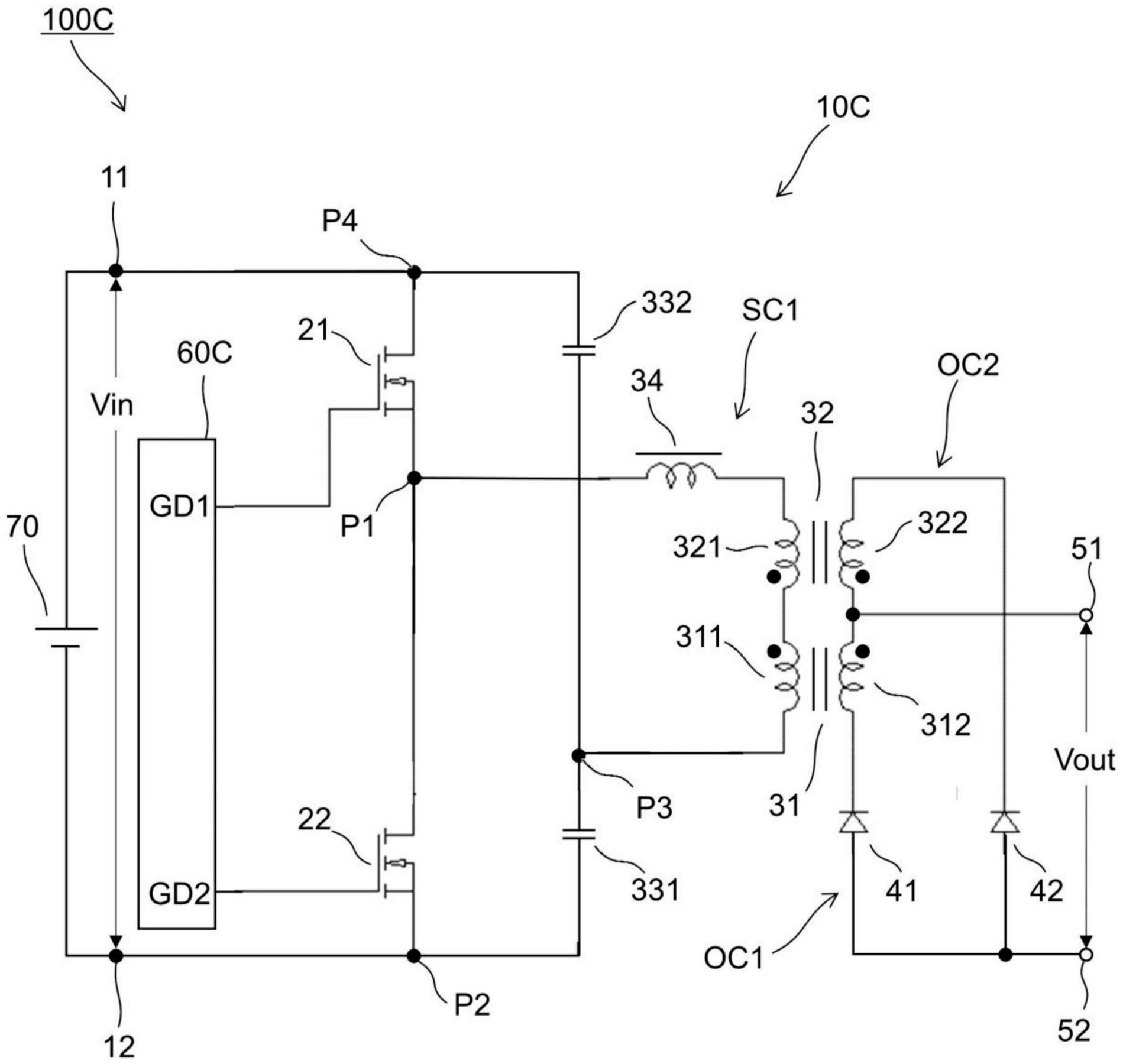
【圖11】


100B
10B
11
21
60B
Vin
SC1
34
32
OC2
GD1
P1
70
A3
321
322
51
B1
311
331
312
Vout
31
22
41
42
GD2
OC1
P2
12
52

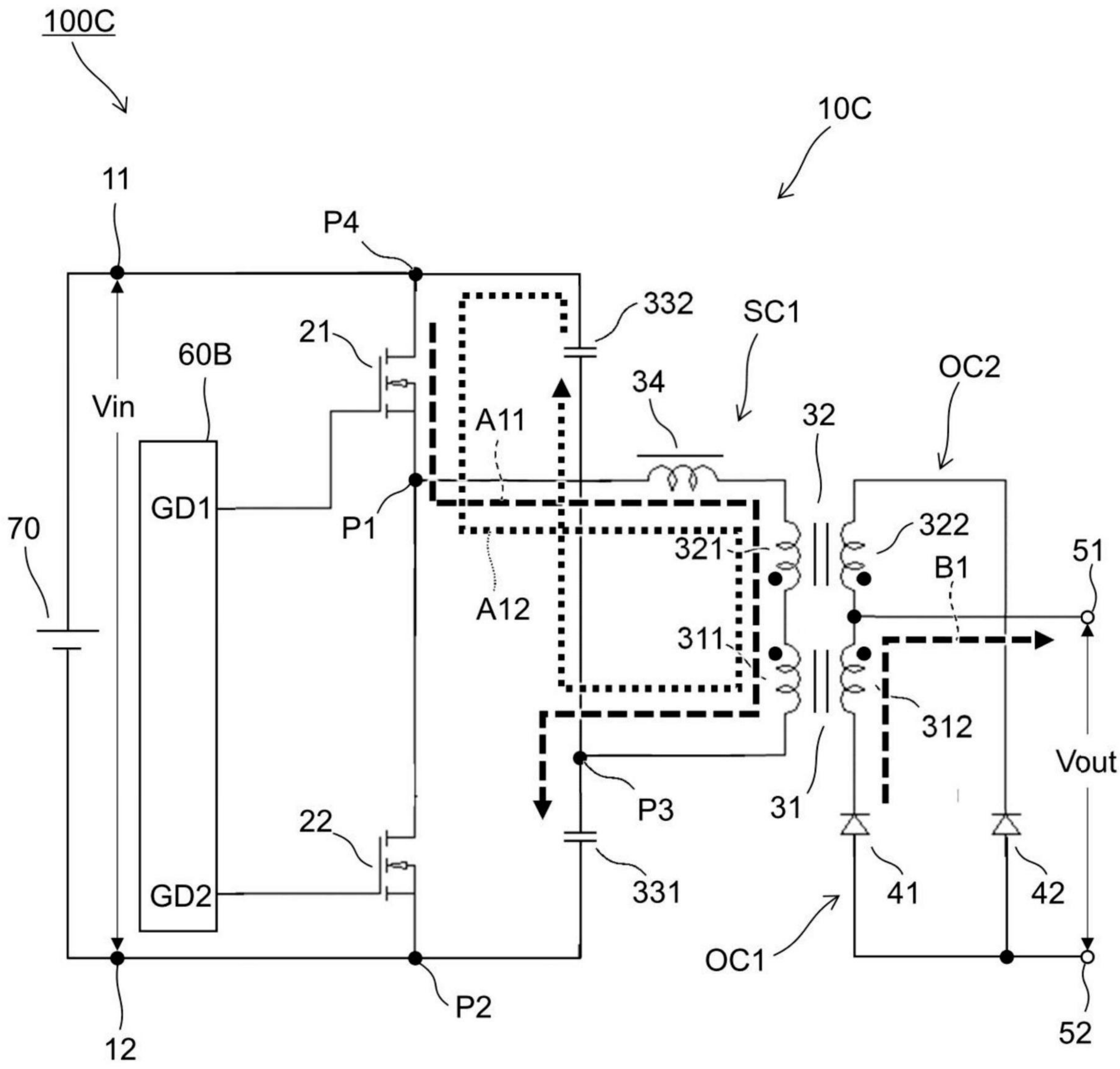
【圖12】


100B
11
Vin
60B
21
GD1
70
P1
A4
SC1
34
32
OC2
322
321
51
311
331
B2
312
31
Vout
22
GD2
41
42
OC1
12
P2
52
10B

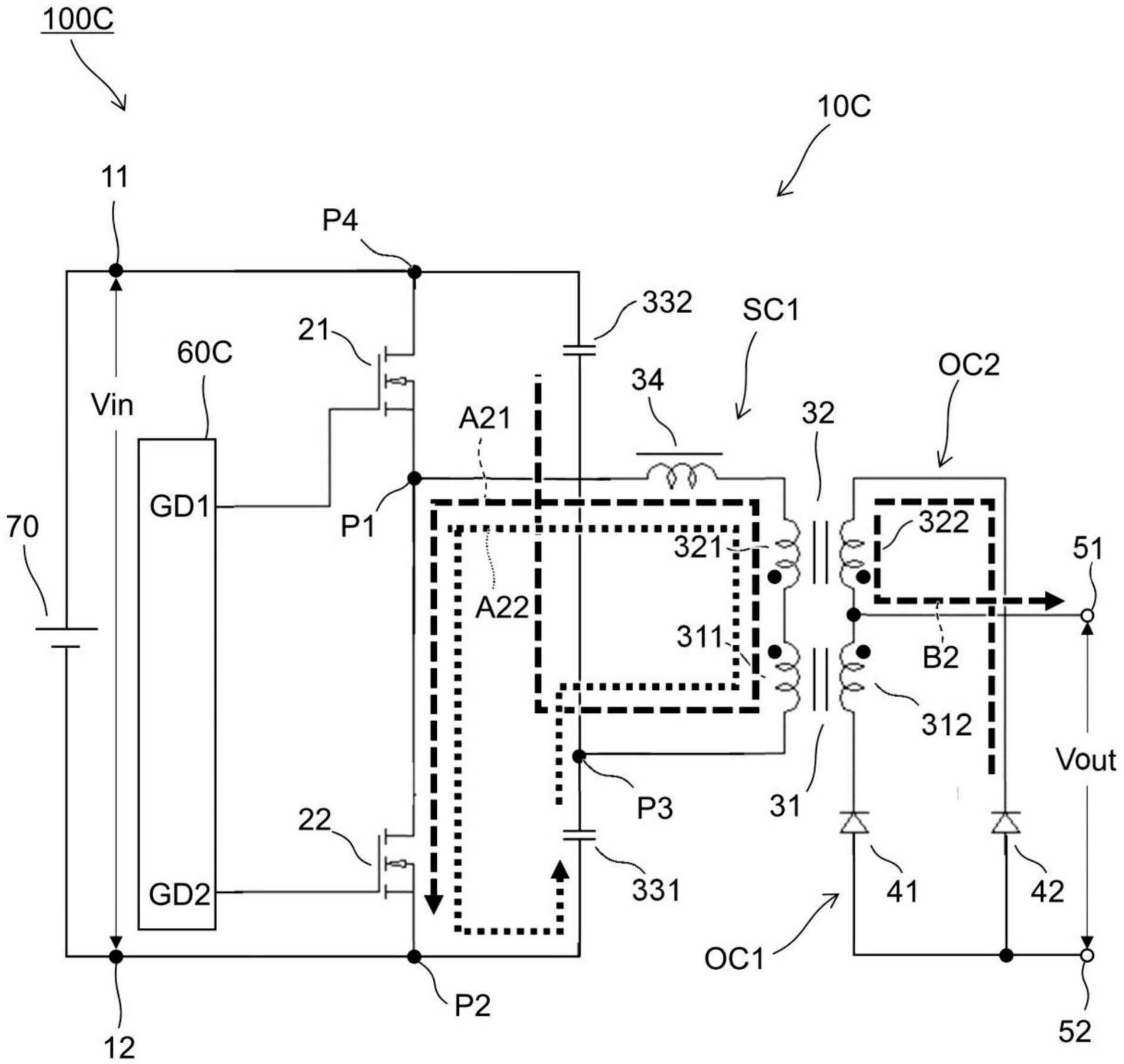
【圖13】


100C
10C
11
P4
332
SC1
21
60C
34
OC2
32
Vin
GD1
P1
322
321
51
70
311
312
Vout
P3
31
22
331
41
42
OC1
GD2
P2
12
52

【圖14】


100C
10C
11
P4
332
SC1
21
60B
34
OC2
Vin
A11
32
GD1
P1
322
321
B1
51
70
A12
311
312
Vout
P3
31
22
331
41
42
GD2
OC1
P2
52
12

【圖15】


100C
11
P4
10C
332
SC1
21
60C
34
OC2
Vin
A21
32
GD1
P1
322
70
321
51
A22
311
B2
312
22
P3
31
Vout
GD2
331
41
42
OC1
P2
12
52

【圖16】