



(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 I884951 B

(45)公告日：中華民國 114 (2025) 年 06 月 01 日

(21)申請案號：109115115

(22)申請日：中華民國 109 (2020) 年 05 月 06 日

(51)Int. Cl. : H02M1/42 (2007.01)

H02M3/156 (2006.01)

(30)優先權：2019/07/02 歐洲專利局

EP19183979.4

(71)申請人：奧地利商奧地利英飛凌科技股份有限公司 (奧地利) INFINEON TECHNOLOGIES
AUSTRIA AG (AT)

奧地利

(72)發明人：費爾特克勒爾 馬丁 FELDTKELLER, MARTIN (DE)

(74)代理人：蔡清福

(56)參考文獻：

TW 201236345A

TW 201347386A

CN 103973135A

CN 106130350A

US 2014/0307485A1

審查人員：黃釗田

申請專利範圍項數：20 項 圖式數：30 共 73 頁

(54)名稱

電力轉換器中開關驅動方法及設備

(57)摘要

揭露了一種用於在連續驅動週期中驅動電力轉換器中的耦接至電感器(21)的電子開關(22)的方法和
控制電路以及電力轉換器，每個驅動週期包括導通時間和關斷時間。驅動電子開關(22)包括：在
驅動週期中的導通時間期間測量電感器電壓，以獲得第一測量值(V1)；在驅動週中的關斷時間期間
測量電感器電壓，以獲得第二測量值(V2)；獲得取決於第一測量值(V1)和第二測量值(V2)之和的第一
電壓測量訊號(S₁₂)；以及根據回饋訊號(S_{FB})和第一電壓測量訊號(S₁₂)調整後續驅動週期中的導
通時間(T_{ON})。

A method and a control circuit for driving an electronic switch (22) coupled to an inductor (21) in a
power converter in successive drive cycles each including an on-time and an off-time are disclosed. Driving
the electronic switch (22) includes: measuring an inductor voltage during the on-time in a drive cycle in
order to obtain a first measurement value (V1); measuring the inductor voltage during the off-time in a drive
cycle in order to obtain a second measurement value (V2); obtaining a first voltage measurement signal
(S₁₂) that is dependent on a sum of the first measurement value (V1) and the second measurement value
(V2); and adjusting the on-time (T_{ON}) in a successive drive cycle dependent on a feedback signal (S_{FB}) and
the first voltage measurement signal (S₁₂).

指定代表圖：

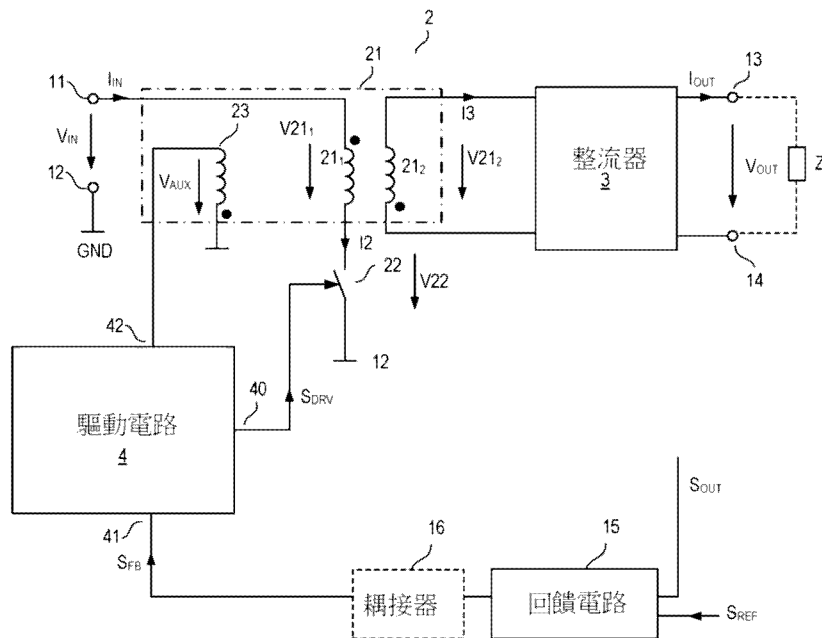


圖 1

I_{OUT} :輸出電流



I884951

【發明摘要】

【中文發明名稱】 電力轉換器中開關驅動方法及設備

公告本

【英文發明名稱】 Method And Apparatus For Driving A Switch In A Power Converter

【中文】

揭露了一種用於在連續驅動週期中驅動電力轉換器中的耦接至電感器（21）的電子開關（22）的方法和控制電路以及電力轉換器，每個驅動週期包括導通時間和關斷時間。驅動電子開關（22）包括：在驅動週期中的導通時間期間測量電感器電壓，以獲得第一測量值（V1）；在驅動週中的關斷時間期間測量電感器電壓，以獲得第二測量值（V2）；獲得取決於第一測量值（V1）和第二測量值（V2）之和的第一電壓測量訊號（S₁₂）；以及根據回饋訊號（S_{FB}）和第一電壓測量訊號（S₁₂）調整後續驅動週期中的導通時間（T_{ON}）。

【英文】

A method and a control circuit for driving an electronic switch (22) coupled to an inductor (21) in a power converter in successive drive cycles each including an on-time and an off-time are disclosed. Driving the electronic switch (22) includes: measuring an inductor voltage during the on-time in a drive cycle in order to obtain a first measurement value (V1); measuring the inductor voltage during the off-time in a drive cycle in order to obtain a second measurement value (V2); obtaining a first voltage measurement signal (S₁₂) that is dependent on a sum of the first measurement value (V1) and the second measurement value (V2); and adjusting the on-time (T_{ON}) in a

successive drive cycle dependent on a feedback signal (S_{FB}) and the first voltage measurement signal (S_{12}).

【指定代表圖】 圖1

【代表圖之符號簡單說明】

2：開關電路

3：整流器電路

4：驅動電路

11、12：輸入端

13、14：輸出端

15：回饋電路

16：耦接器

21：電感器

21₁：初級繞組

21₂：次級繞組

22：電子開關

23：輔助繞組

40：輸出端

41：第一輸入端

42：輔助電壓輸入端

43：接地輸入端

GND：接地節點

S₁₂：第一電壓測量訊號

S₉₈：參考訊號

S_{FB}：回饋訊號

t_{DEMAG}：驅動週期中的消磁時刻

V_{AUX}：輔助電壓

V_{OUT}：輸出電壓

I_{OUT}：輸出電流

【發明說明書】

【中文發明名稱】 電力轉換器中開關驅動方法及設備

【英文發明名稱】 Method And Apparatus For Driving A Switch In A Power Converter

【技術領域】

【0001】本揭露內容總體上涉及一種電力轉換器，特別地涉及一種用於驅動開關模式電力轉換器中的電子開關的方法。

【先前技術】

【0002】開關模式電力轉換器電路被廣泛用於在各種電子應用中轉換電力，各種電子應用例如機動車應用、工業應用、電信應用、家用應用或消費電子應用。開關模式電力轉換器可以包括電子開關、耦接至電子開關的电感器以及耦接至电感器的整流器電路。藉由這種類型的開關模式電力轉換器來轉換電力通常包括藉由電力轉換器在輸入端處接收輸入電壓和輸入電流以及在複數連續驅動週期中驅動電子開關，每個驅動週期包括導通時間和關斷時間，其中，電感器在導通時間期間從輸入端處接收能量，並且在關斷時間期間將能量傳輸至整流器電路。可以藉由適當地調整導通時間和關斷時間的持續時間來調節電力轉換器的輸出參數，例如輸出電壓或輸出電流。

【0003】某些類型的電力轉換器電路被配置成接收交流電壓或整流後的交流電壓作為輸入電壓，並且除了調節輸出參數之外，還被配置成調節輸入電流使得各個驅動週期中的平均輸入電流基本上與輸入電壓成比例。這種類型的電力轉換器電路通常稱為PFC（功率因數校正）電力轉換器、PFC轉換器或PFC級。

被配置成驅動PFC轉換器中的電子開關的驅動電路通常稱為PFC控制器。

【0004】 需要用於驅動PFC電力轉換器——特別是其中輸入和輸出被電隔離的PFC轉換器——中的電子開關的簡單且有效的方法，以及被配置成實現該方法的驅動電路。

【發明內容】

【0005】 一個示例涉及一種方法。該方法包括在連續驅動週期中驅動電力轉換器中的耦接至電感器的電子開關，每個驅動週期包括導通時間和關斷時間，其中，電感器耦接至輔助繞組。驅動電子開關包括：在驅動週期中的導通時間期間測量輔助繞組兩端的輔助電壓，以獲得第一測量值；在驅動週期中的關斷時間期間測量輔助電壓，以獲得第二測量值；獲得取決於第一測量值和第二測量值之和的第一電壓測量訊號；以及根據回饋訊號和第一電壓測量訊號調整連續驅動週期中的導通時間。

【0006】 另一示例涉及一種控制電路，該控制電路被配置成在連續驅動週期中驅動電力轉換器中的耦接至電感器的電子開關，每個驅動週期包括導通時間和關斷時間。該控制電路被配置成：在驅動週期的導通時間期間測量耦接至電感器的輔助繞組兩端的輔助電壓，以獲得第一測量值；在驅動週期的關斷時間期間測量輔助電壓，以獲得第二測量值；獲得取決於第一測量值和第二測量值之和的第一電壓測量訊號；以及根據回饋訊號和第一電壓測量訊號調整第二驅動週期中的導通時間。

【圖式簡單說明】

【0007】 下面參照附圖說明示例。附圖用於示出一些原理，因此僅示出了

用於理解這些原理所必需的方面。這些附圖不是按比例繪製的。在附圖中，相同的附圖標記表示相似的特徵。

圖 1 示出了電力轉換器的一個示例；

圖 2 示出了根據圖 1 的電力轉換器中的整流器電路的一個示例；

圖 3 示出了說明在第一工作模式下操作電力轉換器的訊號圖；

圖 4 示出了可以由根據圖 1 的電力轉換器接收的輸入電壓的一個示例；

圖 5 是示出在第一工作模式下操作電力轉換器的流程圖；

圖 6 示出了被配置成控制電力轉換器的操作並驅動電力轉換器中的電子開關的控制電路的一個示例；

圖 7 示出了圖 6 所示的控制電路中的驅動電路的一個示例；

圖 8 示出了驅動電路中的導通時間控制電路的一個示例；

圖 9 示出了說明圖 8 所示的導通時間控制電路的功能的訊號圖；

圖 10 示出了導通時間控制電路的另一示例；

圖 11 示出了導通時間控制電路的又一示例；

圖 12 示出了斜坡訊號產生器的一個示例；

圖 13 示出了說明根據圖 11 的導通時間控制電路中的函數產生器的功能的訊號圖；

圖 14 示出了電壓測量電路的一個示例；

圖 15 示出了電壓測量電路的另一示例；

圖 16A 和圖 16B 更詳細地示出了圖 15 所示的電壓測量電路的一個示例；

圖 17 示出了說明在第二工作模式下操作電力轉換器的訊號圖；

圖 18 是示出在第二工作模式下操作電力轉換器的流程圖；

圖 19 示出了圖 6 所示的控制電路的變型；

圖 20 示出了圖 14 所示的電壓測量電路的變型；

圖 21 示出了圖 16A 和圖 16B 所示的電壓測量電路的變型；

圖 22 示出了圖 18 所示的控制電路中的驅動電路的一個示例；

圖 23 示出了圖 22 所示的驅動電路中的過零控制器的功能；

圖 24 示出了圖 22 所示的驅動電路中的另一導通時間控制電路的一個示例；

圖 25 示出了圖 24 所示的另一導通時間控制電路中的斜坡訊號產生器的一個示例；

圖 26 示出了說明圖 19 所示的控制電路的功能的訊號圖；

圖 27 示出了圖 24 所示的第二導通時間控制電路中的訊號產生器的一個示例；

圖 28 示出了說明圖 27 所示的訊號產生器的功能的訊號圖；

圖 29 示出了根據另一示例的電力轉換器；

圖30示出了說明在第二工作模式下操作圖29所示的電力轉換器的訊號圖。

【實施方式】

【0008】在下面的詳細描述中，參照附圖。附圖形成說明書的一部分，並且出於說明目的，示出了可以如何使用和實施本發明的示例。應當理解的是，除非另外特別指出，否則本文中所描述的各种實施方式的特徵可以彼此組合。

【0009】圖 1 示出了電力轉換器的一個示例。該電力轉換器包括被配置成接收輸入電壓 V_{IN} 的輸入端 11、12 和被配置成提供輸出電壓 V_{OUT} 和輸出電流 I_{OUT} 的輸出端 13、14。電力轉換器可以被配置成調節輸出參數，例如輸出電壓 V_{OUT} 、輸出電流 I_{OUT} 或輸出功率（其由輸出電壓 V_{OUT} 乘以輸出電流 I_{OUT} 給出），使得輸出參數具有預定義值。

【0010】參照圖 1，電力轉換器還包括連接至輸入端 11、12 的開關電路 2 和連接在開關電路 2 與輸出端 13、14 之間的整流器電路 3。開關電路 2 包括電子開關 22 和耦接至電子開關 22 的电感器 21。電子開關 22 由在電子開關 22 的驅動輸入端處接收的驅動訊號 S_{DRV} 控制，使得電子開關 22 根據驅動訊號 S_{DRV} 而導通或關斷。可以使用任何類型的電子開關，例如 MOSFET（金屬氧化物半導體場效應電晶體）、IGBT（絕緣柵雙極電晶體）、HEMT（高電子遷移率電晶體）等來實現電子開關 22。

【0011】僅出於說明的目的，圖 1 所示的電力轉換器是反馳式轉換器。在這種情況下，電感器 21 是具有初級繞組 21_1 和次級繞組 21_2 的變換器，其中，初級繞組 21_1 與電子開關 22 串聯連接，並且包括初級繞組 21_1 和電子開關 22 的串聯電路連接至輸入端 11、12。即，包括初級繞組 21_1 和電子開關 22 的串聯電路連接在輸入端 11、12 的第一輸入節點 11 與第二輸入節點 12 之間。次級繞組 21_2 感應地耦接至初級繞組 21_1 並且連接至整流器電路 3。根據一個示例，次級繞組 21_2 的繞組方向與初級繞組 21_1 的繞組方向相反。在圖 1 所示的電力轉換器中，藉由電子開關 22 的開關模式操作來控制藉由變換器的初級繞組 21_1 的電流 I_2 。這在下文中進一步詳細說明。

【0012】可選地，電力轉換器還包括變換器的輔助繞組 23。該輔助繞組 23 感應地耦接至初級繞組 21_1 和次級繞組 21_2 。輔助繞組 23 兩端的電壓 V_{AUX} 在下

文中稱為輔助電壓。輔助電壓 V_{AUX} 基本上與初級繞組 21_1 兩端的電壓 V_{21_1} 成比例，其中，輔助電壓 V_{AUX} 和初級繞組 21_1 兩端的電壓 V_{21_1} 之間的比例因數取決於輔助繞組 23 的匝數與初級繞組 21_1 的匝數之間的比率。初級繞組兩端的電壓 V_{21_1} 在下文也被稱為電感器電壓或初級電壓。根據一個示例，輔助電壓 V_{AUX} 是參考第二輸入節點 12 的電壓。該第二輸入節點 12 在下文中也稱為接地節點 GND。

【0013】參照圖 1，電力轉換器還包括回饋電路 15。回饋電路 15 接收表示要被調節的輸出參數的輸出訊號 S_{OUT} 。即，輸出訊號 S_{OUT} 可以表示輸出電壓 V_{OUT} 、輸出電流 I_{OUT} 或輸出功率 P_{OUT} 。根據一個示例，輸出訊號 S_{OUT} 表示輸出電壓 V_{OUT} ，並且基本上與輸出電壓 V_{OUT} 成比例。根據另一示例，輸出訊號 S_{OUT} 表示輸出電流 I_{OUT} ，並且基本上與輸出電流 I_{OUT} 成比例。可以藉由使用任何種類的電壓、電流或功率測量電路以常規方式測量相應的輸出參數來獲得輸出訊號 S_{OUT} 。這樣的電路是眾所周知的，因此在這方面不需要進一步的說明。

【0014】回饋電路 15 被配置成基於輸出訊號 S_{OUT} 產生回饋訊號 S_{FB} 。電力轉換器還包括驅動電路 4，該驅動電路 4 在第一輸入端 41 處接收回饋訊號 S_{FB} ，並且被配置成基於回饋訊號 S_{FB} 在輸出端 40 處產生驅動訊號 S_{DRV} 。參照圖 1，連接至輸出端 13、14 的負載 Z （以虛線示出）可以接收由電力轉換器提供的輸出電力。取決於負載 Z 的電力消耗，經調節的輸出參數例如輸出電壓 V_{OUT} 或輸出電流 I_{OUT} 可以變化。回饋電路 15 被配置成產生回饋訊號 S_{FB} 使得回饋訊號 S_{FB} 抵消經調節的輸出參數的這樣的變化，基於該回饋訊號 S_{FB} 驅動電子開關 22。更具體地，產生回饋訊號 S_{FB} ，使得在電力轉換器的穩定狀態下，藉由電子開關 22 的開關模式操作控制的電力轉換器的輸入電力基本上等於由負載 Z 接收的輸出電力。回饋電路 15 和驅動電路 4 形成控制回路，該控制回路被配置成調節輸

出參數。

【0015】藉由回饋電路 15 產生回饋訊號 S_{FB} 可以包括將輸出訊號 S_{OUT} 與參考訊號 S_{REF} 進行比較、基於將輸出訊號 S_{OUT} 與參考訊號 S_{REF} 進行比較來計算誤差訊號以及基於誤差訊號產生回饋訊號 S_{FB} 。參考訊號 S_{REF} 表示輸出參數的期望值。基於誤差訊號產生回饋訊號 S_{FB} 可以包括使用具有 P（比例）特性、I（積分）特性、PI（比例-積分）特性或 PID（比例-積分-微分）特性中的任一種的濾波器對誤差訊號進行濾波。基於誤差訊號在電力轉換器中產生回饋訊號是眾所周知的，因此在這方面不需要進一步的說明。

【0016】參照圖 1，耦接器 16 可以連接在回饋電路 15 與驅動電路 4 之間。由於變換器 21，在輸入端 11、12 和輸出端 13、14 之間存在電隔離。耦接器 16 被配置成經由電隔離將回饋訊號 S_{FB} 從回饋電路 15 傳輸至驅動電路 4。耦接器 16 可以包括光耦接器、電感耦接器、電容耦接器等。在圖 1 所示的示例中，耦接器 16 連接在回饋電路 15 與驅動電路 4 之間。在這種情況下，回饋電路 15 佈置在電力轉換器的次級側。然而，這僅是一個示例。根據（未示出的）另一示例，回饋電路佈置在初級側並且接收輔助電壓 V_{AUX} 。當開關處於關斷狀態時，輔助電壓 V_{AUX} 基本上與輸出電壓 V_{OUT} 成比例。下文中參照圖 3 說明後者。

【0017】整流器電路 3 被配置成對次級繞組 21_2 兩端的電壓 V_{21_2} 進行整流。整流器電路 3 可以以各種方式實現。在圖 2 中示出了整流器電路 3 的一個示例。在該示例中，整流器電路 3 包括具有連接至次級繞組 21_2 的整流器元件 31 和電容器 32 的串聯電路。根據一個示例，輸出電壓 V_{OUT} 是電容器 32 兩端的電壓。可以連接至負載的負載 Z 可以是任何種類的負載或負載電路。負載 Z 可以包括另一電力轉換器，該另一電力轉換器被配置成提供具有與輸出電壓 V_{OUT} 的電壓電平不同的電壓電平的電壓。

【0018】以開關模式的方式操作電子開關 22 包括在複數連續驅動週期中操作電子開關 22，其中，在這些驅動週期中的每個驅動週期中，電子開關 22 導通達導通時間，並且關斷達關斷時間。這在下麵參照圖 3 進一步詳細說明。

【0019】圖 3 示出了藉由初級繞組 21₁ 和開關 22 的電流 I₂、藉由次級繞組 21₂ 的電流 I₃、初級繞組 21₁ 兩端的電壓 V_{21₁}、輔助電壓 V_{AUX}、開關 22 兩端的電壓 V₂₂ 和驅動訊號 S_{DRV} 的訊號圖。在下文中，藉由初級繞組 21₁ 和開關 22 的電流 I₂ 也稱為初級電流，藉由次級繞組 21₂ 的電流 I₃ 也稱為次級電流，初級繞組 21₁ 兩端的電壓 V_{21₁} 也稱為初級電壓，並且開關 22 兩端的電壓 V₂₂ 也稱為開關電壓。圖 3 示出了在一個驅動週期中操作電力轉換器。該驅動週期的持續時間 T 由導通時間的持續時間 T_{ON} 加上關斷時間的持續時間 T_{OFF} 給出。“導通時間”是電子開關 22 導通的時間段，並且“關斷時間”是電子開關 22 關斷的時間段。當驅動訊號 S_{DRV} 具有導通電平時，電子開關 22 導通，並且當驅動訊號 S_{DRV} 具有關斷電平時，電子開關斷開。僅出於說明的目的，在圖 3 中所示的示例中，導通電平是高訊號電平並且關斷電平是低訊號電平。

【0020】參照圖 3，初級電流 I₂ 在導通時間期間增加（其中，初級電流 I₂ 的增加基本上與輸入電壓 V_{IN} 成比例，並且與變換器 21 的電感成反比）。此外，在導通時間期間，次級電流 I₃ 為零，初級電壓 V_{21₁} 基本上等於輸入電壓 V_{IN}，並且開關電壓 V₂₂ 基本上為零。在圖 1 所示的示例中，輔助電壓 V_{AUX} 的繞組方向使得輔助電壓 V_{AUX} 在導通時間期間為負。參考以上，輔助電壓 V_{AUX} 的幅值與初級電壓 V_{21₁} 的幅值成比例。因此，在導通時間期間，輔助電壓 V_{AUX} 的幅值 V₁ 與輸入電壓 V_{IN} 成比例。

【0021】參照圖 3，當開關 22 關斷時，初級電流 I₂ 變為零，並且次級電流 I₃ 跳至初始值，次級電流 I₃ 從該初始值逐漸減小。初級電壓 V_{21₁} 改變其極性，

並且等效地輔助電壓 V_{AUX} 改變其極性。初級電壓 V_{21_1} 的幅值基本上由 $n \cdot V_{OUT}$ 給出，其中， n 由初級繞組 21_1 的匝數 N_1 與次級繞組 21_2 的匝數 N_2 之間的比率給出（ $n = N_1/N_2$ ）。在關斷時間期間，輔助電壓 V_{AUX} 的幅值 V_2 再次與初級電壓 V_{21_1} 成比例，使得在關斷時間期間，輔助電壓 V_{AUX} 的幅值 V_2 與輸出電壓 V_{OUT} 成比例。輔助電壓 V_{AUX} 與初級電壓 V_{21_1} 之間的比例因數在導通時間和關斷時間期間相同。此外，在關斷時間期間，開關電壓 V_{22} 基本上等於輸入電壓 V_{IN} 加上初級電壓 V_{21_1} 的幅值。應當注意的是，初級電壓 V_{21_1} 並不是恰好與輸出電壓 V_{OUT} 成比例，而是與輸出電壓 V_{OUT} 加上跨整流器電路 3 的電壓成比例，其中，跨整流器電路 3 的電壓隨著變換器被消磁而減小。然而，跨整流器電路 3 的該電壓與輸出電壓 V_{OUT} 相比可忽略，使得在關斷時間期間初級電壓 V_{21_1} 可以被認為與輸出電壓 V_{OUT} 成比例。

【0022】在導通時間期間，能量被磁存儲在變換器 21 中，並且在關斷時間期間，該能量經由整流器電路 3 從變換器 21 傳輸至輸出端 13、14。在變換器 21 中存儲能量與使變換器磁化相關聯，並且將能量從變換器 21 傳輸至輸出端 13、14 與使變換器消磁相關聯。在圖 3 所示的示例中，關斷時間足夠長以使變換器 21 完全消磁。當變換器完全消磁時，（負）初級電壓 V_{21_1} 增大，並且（正）輔助電壓 V_{AUX} 減小。在圖 3 所示的示例中，當輔助電壓 V_{AUX} 過零時或在輔助電壓 V_{AUX} 過零之後不久，電子開關 22 再次導通。在下文中，電力轉換器的這種工作模式稱為第一工作模式或准諧振模式。在這種類型的工作模式下，一個驅動週期的持續時間 T 取決於導通時間的持續時間 T_{ON} 和關斷時間的持續時間 T_{OFF} ，其中，隨著導通時間的持續時間增加，關斷時間的持續時間增加，並且其中，對於給定的導通時間的持續時間，隨著輸入電壓 V_{IN} 增加，關斷時間的持續時間增加。

【0023】在圖 3 中， t_{DEMAG} 表示消磁時刻，其是變換器 21 已完全消磁的時刻。在關斷時間開始與消磁時刻 t_{DEMAG} 之間的時間段 T_{DEM} 中給出了初級電壓 V_{21_1} 與輸出電壓 V_{OUT} 之間的上述比例。在下文中該時間段 T_{DEM} 也稱為消磁時間段。

【0024】根據一個示例，輸入電壓 V_{IN} 是整流後的交流電壓，例如圖 4 中所示的整流後的正弦電壓。例如，可以藉由橋式整流器（圖中未示出）從正弦電網電壓產生整流後的正弦電壓。

【0025】在圖 1 所示類型的電力轉換器的許多不同應用中，不僅期望控制輸出參數使得其基本上等於期望值，而且還期望控制輸入電流 I_{IN} 使得輸入電流 I_{IN} 的平均值跟隨輸入電壓 V_{IN} 的訊號波形，在圖 1 所示的示例中，輸入電流 I_{IN} 是藉由初級繞組 21_1 和開關 22 的電流 I_2 。即，期望控制輸入電流 I_{IN} ，使得在每個驅動週期中，輸入電流 I_{IN} 的平均值基本上與輸入電壓 V_{IN} 的瞬時值成比例，其中，輸入電流 I_{IN} 的平均值與輸入電壓 V_{IN} 之間的比例因數可以根據負載 Z 的電力消耗而變化。具有這種功能的電力轉換器通常稱為 PFC（功率因數校正）轉換器。在下文中，輸入電流 I_{IN} 的平均值也稱為平均輸入電流 $I_{\text{IN_AVG}}$ 。

【0026】應當注意，由電力轉換器從輸入端接收的電力與輸入電壓的平方成比例。例如，當輸入電壓 V_{IN} 是正弦電壓時，由電力轉換器接收的輸入電力具有正弦方波，其中，該正弦方波的幅度取決於負載的電力消耗。整流器電路 3 的至少一個電容器，例如圖 2 中的電容器 32，確保可以提供基本恆定的輸出電壓 V_{OUT} 和基本恆定的輸出電流 I_{OUT} 。然而，輸出電壓 V_{OUT} 可能不是完全恆定，而是可能包括週期性的電壓紋波，該電壓紋波的頻率由輸入電壓 V_{IN} 的頻率的兩倍給出。該電壓紋波是由於當平均輸入電流 $I_{\text{IN_AVG}}$ 與輸入電壓 V_{IN} 成比例時發生的輸入電力的變化而引起的。回饋電路 15 可以被配置成濾除這些紋波，使得它

們不會對控制回路產生負面影響。濾除這些紋波可以包括使用陷波濾波器或使用具有相對長的積分視窗的積分濾波器。

【0027】圖 5 示出了用於控制電力轉換器的工作使得以相當簡單的方式實現調節輸出參數和調節平均輸入電流 I_{IN_AVG} 的波形兩者的方法的流程圖。參照圖 5，該方法包括：在一個驅動週期中的導通時間期間測量電感器電壓以獲得第一測量值（101），在一個驅動週期中的關斷時間期間測量電感器電壓以獲得第二測量值（102），以及基於第一測量值和第二測量值之和並基於回饋訊號來調整至少一個後續驅動週期中的導通時間的持續時間（103）。電感器電壓是初級繞組兩端的電壓 V_{21_1} ，其是根據一個示例的初級電壓。根據一個示例，獲得第一測量值和第二測量值包括：獲得第一測量值使得其與在導通時間期間的電感器電壓成比例，以及獲得第二測量值使得其與在關斷時間期間的電感器電壓的幅值成比例。

【0028】根據一個示例，電感器電壓是初級電壓 V_{21_1} 或次級電壓 V_{21_2} ，並且測量電感器電壓 V_{21_1} 包括測量輔助電壓 V_{AUX} ，輔助電壓 V_{AUX} 如上面說明的與初級電壓 V_{21_1} （和次級電壓 V_{21_2} ）成比例。在這種情況下，獲得第一測量值和第二測量值包括：獲得第一測量值使得其與輔助電壓 V_{AUX} 的在導通時間期間的幅值 V_1 成比例，以及獲得第二測量值使得其與輔助電壓 V_{AUX} 的在關斷時間期間的幅值 V_2 成比例。輔助電壓 V_{AUX} 在導通時間期間的幅值 V_1 和在關斷時間期間的幅值 V_2 也在圖 3 中示出。在關斷時間期間獲得第二測量值可以包括在關斷時間開始與消磁時刻 t_{DEMAG} 之間，即在電感器電壓基本上與輸出電壓 V_{OUT} 成比例的時間段期間獲得第二測量值。

【0029】在下面說明的示例中，測量電感器電壓包括測量輔助電壓 V_{AUX} 。然而，這僅是一個示例。也可以以任何其他方式測量電感器電壓，例如藉由測

量輸入電壓 V_{IN} 和開關電壓 V_{22} 並計算差值來測量電感器電壓。

【0030】參考以上，輔助電壓 V_{AUX} 在導通時間期間與輸入電壓 V_{IN} 成比例，並且在關斷時間期間與輸出電壓 V_{OUT} 成比例。可以假設輸入電壓 V_{IN} 和輸出電壓 V_{OUT} 緩慢變化，並且可以被認為在驅動訊號的若干驅動週期內基本上是恆定的。因此，可以在同一驅動週期中獲得第一測量值和第二測量值。然而，也可以在不同的驅動週期中獲得第一測量值和第二測量值。此外，“調整至少一個後續驅動週期中的導通時間的持續時間”(a) 可以包括在獲得新的第一測量值和第二測量值之前使用第一測量值和第二測量值之和來調整僅一個驅動週期中的導通時間，(b) 或可以包括在獲得新的第一測量值和第二測量值之前使用第一測量值和第二測量值之和來調整若干連續驅動週期中的導通時間。甚至可能基於若干驅動週期中的測量結果獲得一個第一測量值，以及基於若干驅動週期中的測量結果獲得一個第二測量值。基於若干驅動週期中的測量結果獲得一個第一測量值或第二測量值可以包括形成藉由測量結果獲得的測量值的平均值。

【0031】在圖 6 中示出了被配置成以根據圖 5 的方法操作電力轉換器的控制電路 4 的一個示例。該控制電路 4 包括被配置成產生驅動訊號 S_{DRV} 的驅動電路 5、被配置成測量輔助電壓 V_{AUX} 的電壓測量電路 6、以及被配置成檢測當輔助電壓 V_{AUX} 與預定義電壓電平相交時的時刻的相交檢測電路 7。

【0032】參照圖 6，相交檢測電路 7 包括比較器 71，比較器 71 被配置成將輔助電壓 V_{AUX} 與由參考電壓源 72 提供的參考電壓 V_{REF1} 進行比較。比較器 71 的輸出訊號 S_{ZCD} 取決於輔助電壓 V_{AUX} 是高於還是低於參考電壓 V_{REF1} 。根據一個示例，參考電壓為零。在該示例中，可以省略參考電壓源 72，並且比較器輸出訊號 S_{ZCD} 指示輔助電壓 V_{AUX} 是高於還是低於零。在這種情況下，與參考電壓 V_{REF1} 是零還是不同於零無關，比較器輸出訊號 S_{ZCD} 將被稱為過零檢測 (ZCD)

訊號。參照還示出了過零檢測訊號 S_{ZCD} 的圖 3，過零檢測訊號 S_{ZCD} 指示當輔助電壓 V_{AUX} 與參考電壓 V_{REF1} 相交時的時刻。

【0033】在消磁時刻 t_{DEMAG} 之後，初級電壓 V_{21} 增大並且輔助電壓 V_{AUX} 減小，使得輔助電壓 V_{AUX} 第一次與參考電壓 V_{REF1} 相交，因此，基於將輔助電壓 V_{AUX} 與參考電壓 V_{REF1} 進行比較而產生過零檢測訊號 S_{ZCD} 指示在關斷時間期間變換器 21 已經完全被消磁。

【0034】電壓測量電路 6 被配置成在導通時間內測量輔助電壓 V_{AUX} 以獲得表示幅值 $V1$ 的第一測量值，並且在截止時間期間測量輔助電壓 V_{AUX} 以獲得表示幅值 $V2$ 的第二測量值。此外，電壓測量電路 6 被配置成輸出表示兩個幅值 $V1$ 、 $V2$ 之和的電壓測量訊號 S_{12} ，即，輸出訊號 S_{12} 與 $V1 + V2$ 成比例。驅動電路 5 接收 ZCD 訊號 S_{ZCD} 、電壓測量訊號 S_{12} 和回饋訊號 S_{FB} ，並基於這些訊號 S_{ZCD} 、 S_{12} 、 S_{FB} 產生驅動訊號 S_{DRV} 。在圖 7 中示出了驅動電路 5 的一個示例。

【0035】圖 7 所示的驅動電路 5 包括鎖存器 51，其中，鎖存器 51 提供驅動訊號 S_{DRV} 。可選地，驅動器（未示出）連接在鎖存器 51 與開關 22 之間，並且被配置成基於鎖存器 51 的輸出訊號產生適於驅動開關 22 的驅動訊號 S_{DRV} 。鎖存器 51 接收導通時間開始訊號 S_{START} 和導通時間結束訊號 $S8$ ，並且被配置成根據導通時間開始訊號和導通時間結束訊號 $S8$ 來產生驅動訊號 S_{DRV} 的導通電平。在下文中，導通時間開始訊號 S_{START} 簡稱為開始訊號，並且導通時間結束訊號簡稱為結束訊號。

【0036】僅出於說明的目的，鎖存器 51 在圖 7 所示的示例中是 SR 觸發器，並且在置位輸入端 S 處接收開始訊號 S_{START} 並在復位輸入端 R 處接收結束訊號 $S8$ 。根據一個示例，開始訊號 S_{START} 是過零檢測訊號 S_{ZCD} ，並且鎖存器 51 被配置成在過零檢測訊號 S_{ZCD} 指示變換器已經完全被消磁時，產生驅動訊號 S_{DRV} 的

導通電平。在前面說明的示例中，在關斷時間期間過零檢測訊號 S_{ZCD} 的下降沿指示變換器 21 已經被完全消磁，使得鎖存器 51 可以在開始訊號 S_{START} 的下降沿出現時開始產生驅動訊號 S_{DRV} 的導通電平。

【0037】可選地，開始訊號 S_{START} 不是過零檢測訊號 S_{ZCD} ，而是由延遲元件 52 提供的過零檢測訊號 S_{ZCD} 的延遲版本。在一些情況下，可能期望在輔助電壓 V_{AUX} 過零時不導通，而在輔助電壓 V_{AUX} 已經過零之後不久導通。這在圖 3 中示出。如從圖 3 可以看出的，在輔助電壓 V_{AUX} 已經過零之後，開關電壓 V_{22} 進一步減小。藉由在輔助電壓 V_{AUX} 已經過零之後導通電子開關 22，可以降低在開關 22 中可能發生的開關損耗。在變換器 21 已經完全消磁之後，可能發生寄生振盪。這在下文中進一步詳細說明。

【0038】基本上，在檢測到變換器已經被完全消磁的時刻時以及在延遲時間之後導通時，電子開關 22 中的開關損耗可以減少，延遲時間基本上等於寄生振盪的一個週期的持續時間的一半（50%）。在該延遲時間之後，開關 22 兩端的電壓 V_{22} 已經達到局部最小值，該局部最小值通常稱為谷。在圖 3 所示的准諧振模式下，當開關電壓 V_{22} 在退磁時刻 t_{DEMAG} 之後已經達到第一個谷時，開關 22 進行開關。可以藉由測量或模擬來獲得由變換器 21 的電感和寄生電容器例如開關 22 的輸出電容引起的寄生振盪的一個週期的持續時間。參照圖 3，當初級電壓 V_{21i} 開始增大並且輔助電壓 V_{AUX} 開始減小時，變換器 21 被完全消磁。輔助電壓 V_{AUX} 的第一個過零在變換器 21 已經被完全消磁之後的寄生振盪的一個週期的四分之一（25%）處出現，使得在變換器 21 已經被完全消磁之後的振盪的一個半週期處導通開關 22 等效於在輔助電壓 V_{AUX} 已經過零之後的振盪的一個週期的四分之一處導通電子開關 22。根據一個示例，圖 7 所示的延遲元件 52 的延遲時間基本上等於寄生振盪週期的四分之一，以實現在開關 22 兩端的電

壓 V_{22} 已經達到局部最小值（谷）時接通。

【0039】參照圖 7，結束訊號 S_8 由導通時間控制電路 8 提供，其中，導通時間控制電路 8 接收開始訊號 S_{START} 、回饋訊號 S_{FB} 和電壓測量訊號 S_{12} 。導通時間控制電路 8 控制導通時間的持續時間，並且使鎖存器 51 在由導通時間控制電路 8 限定的時間段之後產生驅動訊號 S_{DRV} 的關斷電平，其中，該時間段取決於電壓測量訊號 S_{12} 和回饋訊號 S_{FB} 。圖 8 示出了導通時間控制電路 8 的一個示例。

【0040】圖 8 所示的導通時間控制電路 8 包括接收開始訊號 S_{START} 並且被配置成輸出斜坡訊號 S_{RAMP} 的斜坡訊號產生器 83、接收回饋訊號 S_{FB} 和電壓測量訊號 S_{12} 的乘法器 82、以及接收斜坡訊號 S_{RAMP} 和乘法器輸出訊號 S_{82} 的比較器 81，該乘法器輸出訊號 S_{82} 在下文中也稱為參考訊號。在比較器 81 的輸出端處可獲得結束訊號 S_8 。

【0041】圖 9 示出了說明圖 8 所示的導通時間控制電路 8 的功能的訊號圖。參照圖 9，斜坡訊號產生器 83 被配置成每當開始訊號 S_{START} 具有使鎖存器（圖 7 中的 51）開始導通的一定邊沿時，開始新的斜坡。僅出於說明目的，在圖 9 所示的示例中，開始訊號 S_{START} 的該邊沿為下降沿。當斜坡訊號 S_{RAMP} 的訊號電平達到乘法器的輸出訊號 S_{82} 的訊號電平時，產生結束訊號 S_8 的預定義邊沿。結束訊號 S_8 的預定義邊沿使鎖存器（圖 7 中的 51）結束導通時間，即，將驅動訊號的訊號電平從導通電平改變為關斷電平。僅出於說明目的，在圖 9 所示的示例中，使導通時間結束的結束訊號 S_8 的預定義邊沿是上升沿。

【0042】參照圖 8，斜坡訊號產生器 83 可以接收結束訊號 S_8 ，以將斜坡訊號 S_{RAMP} 重置為開始電平，其中，開始電平是在開始訊號 S_{START} 指示新的導通時間開始時斜坡訊號 S_{RAMP} 再次從其開始增加的訊號電平。

【0043】在圖 8 所示的導通時間控制電路 8 中，接收到開始訊號 S_{START} 的預定義邊沿的時刻與產生結束訊號 S_8 的預定義邊沿的時刻之間的時間段與乘法器輸出訊號 S_{82} 成比例。然而，乘法器輸出訊號 S_{82} 與電壓測量訊號 S_{12} 成比例。因此，對於給定的回饋訊號 S_{FB} ，該持續時間與電壓測量訊號 S_{12} 成比例地增加或減少。該持續時間等於導通時間的持續時間 T_{ON} 。

【0044】圖 10 示出了圖 8 所示的導通時間控制電路 8 的變型。圖 10 所示的導通時間控制電路 8 另外包括函數產生器 84，該函數產生器 84 接收回饋訊號 S_{FB} 並輸出與回饋訊號 S_{FB} 成指數相關的訊號。在該示例中，乘法器 82 接收函數產生器輸出訊號 S_{84} 。基本上已知並且例如在 DE 197 25 842 A1 中揭露了使用與回饋訊號 S_{FB} 成指數相關的訊號代替回饋訊號 S_{FB} 。因此，在該方面不需要進一步說明。由圖 10 所示的可變導通時間控制電路 8 控制的導通時間與電壓測量訊號 S_{12} 成比例並且與 $e^{S_{FB}}$ 成比例，其中， e 是歐拉數。

【0045】代替使用圖 10 所示的計算 $e^{S_{FB}}$ 的訊號產生器 84，可以實現兩個訊號產生器（函數產生器）85、86，如圖 11 所示。這些訊號產生器 85、86 中的第一訊號產生器 85 產生第一輸出訊號 S_N ，第一輸出訊號 S_N 取決於回饋訊號 S_{FB} ，使得第一輸出訊號 S_N 隨著回饋訊號 S_{FB} 的增大而增大。該第一函數產生器輸出訊號 S_N 由乘法器 82 接收。函數產生器中的第二函數產生器 86 被配置成產生第二輸出訊號 S_D ，使得第二輸出訊號 S_D 隨著回饋訊號 S_{FB} 的增大而減小。該第二輸出訊號 S_D 由斜坡訊號產生器 83 接收，並且被配置成調整斜坡訊號 S_{RAMP} 的斜率。在圖 12 中示出了該斜坡訊號產生器 83 的一個示例。

【0046】根據圖 12 的斜坡訊號產生器 83 包括電流源 831 和與電流源 831 串聯連接的電容器 832。電流源 831 由第二函數產生器訊號 S_D 控制，使得電流源 831 的電流 I_{831} 隨著函數產生器訊號 S_D 的增大而增大，並且隨著函數產生器

訊號 S_D 的減小而減小。根據一個示例，電流 I_{831} 基本上與函數產生器訊號 S_D 成比例。在該斜坡訊號產生器 83 中，電容器 832 兩端的電壓 V_{832} 形成斜坡訊號 S_{RAMP} 。與電容器 832 並聯連接的開關 833 由邏輯 834 根據開始訊號 S_{START} 和結束訊號 S_8 來控制。根據一個示例，邏輯 834 被配置成每當結束訊號 S_8 指示導通時間的結束已經到達時藉由閉合開關 833 來重置斜坡訊號 S_{RAMP} 。此外，該邏輯被配置成在開始訊號 S_{START} 指示新的驅動週期的導通時間已經開始時藉由斷開開關 833 來開始斜坡訊號 S_{RAMP} 的新斜坡。

【0047】函數產生器 85、86 可以是數位函數產生器，其中，斜坡訊號產生器 83 和比較器可以使用類比電路來實現。在這種情況下，數位類比轉換器(DAC)可以連接在訊號產生器 85、86 的下游。根據一個示例，乘法器 82 可以被實現為乘法 DAC，使得 DAC 和乘法器可以由同一電路實現。

【0048】圖 13 示出了第一訊號產生器輸出訊號 S_N 和第二訊號產生器輸出訊號 S_D 的一個示例。參照圖 13，這些訊號中的每一個可以是分段線性訊號，其中，第一訊號 S_N 隨著回饋訊號 S_{FB} 的增大而增大，其中，分段線性區段的斜率隨著回饋訊號 S_{FB} 的增大而增大。第二訊號 S_D 隨著回饋訊號 S_{FB} 的減小而減小，其中，該第二訊號 S_D 的斜率首先增大並且然後減小。藉由根據圖 11、圖 12 和圖 13 所示的示例實現導通時間控制電路 8，導通時間的持續時間與電壓測量訊號 S_{12} 成比例，並且與 $e^{S_{FB}}$ 近似成比例。

【0049】參考以上，電壓測量電路 6 在一個或更複數驅動週期中的導通時間和關斷時間期間測量輔助電壓 V_{AUX} ，並且被配置成輸出電壓測量訊號 S_{12} ，使得其與導通時間期間輔助電壓 V_{AUX} 的幅值 V_1 和關斷時間期間輔助電壓 V_{AUX} 的幅值 V_2 之和成比例。

【0050】在圖 14 中示出了電壓測量電路 6 的一個示例。該電壓測量電路 6

包括與第一開關 603 和第二開關 604 串聯連接的第一電容器 601 和與第三開關 605 和第四開關 606 串聯連接的第二電容器 602、連接在第一電容器 601 與第二電容器 602 之間的第五開關 607、連接至第一電容器 601 的第六開關 608、耦接至第二電容器 602 的取樣保持 (S/H) 電路 609、以及被配置成控制開關 603-608 和 S/H 電路 609 的操作的邏輯 610。包括第一電容器 601 以及第一開關 603 和第二開關 604 的第一串聯電路和包括第二電容器 602 以及第三開關 605 和第四開關 606 的第二串聯電路每個均連接在控制電路 4 的輔助電壓輸入端 42 與接地輸入端 43 之間。在輔助電壓輸入端 42 處，控制電路 4 連接至輔助繞組 23，並且接地輸入端 43 連接至接地節點 GND，使得在輔助電壓輸入端 42 與接地輸入端 43 之間可獲得輔助電壓 V_{AUX} 。

【0051】邏輯 610 被配置成接收驅動訊號 S_{DRV} ，並且被配置成控制第一開關 603 和第二開關 604，使得在導通時間期間第一電容器 601 連接在輔助電壓輸入端 42 與接地輸入端 43 之間達第一時間段，以使得在該時間段結束時，第一電容器 601 兩端的電壓等於導通時間期間輔助電壓 V_{AUX} 的幅值 $V1$ 。參考以上，輔助電壓 V_{AUX} 在導通時間期間為負，使得在第一時間段之後，第一電容器節點處的電勢相對於第二電容器節點處的電勢為負，第一電容器節點是在第一時間段期間藉由第一開關 603 連接至輔助電壓輸入端 42 的電容器節點，第二電容器節點是連接至第二電子開關 604 的電容器節點。

【0052】此外，邏輯 609 被配置成控制第三開關 605 和第四開關 606，使得在關斷時間期間第二電容器 602 連接在輔助電壓輸入端 42 與接地輸入端 43 之間達第二時間段，以使得在該第二時間段結束時，第二電容器 602 兩端的電壓等於關斷時間期間輔助電壓 V_{AUX} 的幅值 $V2$ 。參考以上，輔助電壓 V_{AUX} 在關斷時間期間為正，使得在第二時間段之後，第一電容器節點處的電勢相對於第二電

容器節點處的電勢為正，第一電容器節點是在第二時間段期間藉由第三開關 605 連接至輔助電壓輸入端 42 的電容器節點，第二電容器節點是連接至第四電子開關 606 的電容器節點。

【0053】參照圖 14，第五開關 607 連接在第一電容器 601 的第二電容器節點與第二電容器 602 的第二電容器節點之間，並且第六開關連接在第一電容器 601 的第一電容器節點與接地輸入端 43 之間。另外，S/H 電路 609 連接至第二電容器 602 的第一電容器節點。邏輯 610 還被配置成在第二時間段之後並且在關斷時間結束之前閉合第五開關 607 和第六開關 608（同時其餘的開關斷開），並啟動 S/H 電路以取樣第二電容器 602 的第一電容器節點處的電壓。第二電容器 602 的第一電容器節點處的電壓等於在第一時間段期間由第一電容器 601 取樣的輔助電壓 V_{AUX} 的幅值 $V1$ 加上在第二時間段期間由第二電容器 602 取樣的輔助電壓 V_{AUX} 的幅值 $V2$ 。

【0054】在圖 15 中示出了電壓測量電路 6 的另一示例。在該示例中，電壓測量電路 6 包括串聯連接在控制電路 4 的輔助電壓輸入端 42 與接地輸入端 43 之間的電壓限制器 61 和電阻器 62。控制電路 4 可以被實現為積體電路（IC）。在這種情況下，電阻器 62 可以是連接在輔助繞組 23 與 IC 的相應輸入端之間的外部電阻器。

【0055】參照圖 15，電壓測量電路 6 還包括電流感測器 63，電流感測器 63 被配置成測量從輔助繞組 23 經由電阻器 62 和電壓限制器 61 至接地輸入端 43 的電流 I_{AUX} 。該電流 I_{AUX} 在下文中也被稱為輔助電流。評估電路 64 從電流感測器接收表示輔助電流 I_{AUX} 的電流測量訊號 $S63$ ，並輸出電壓測量訊號 S_{12} 。

【0056】當如圖 15 所示實現電壓測量電路 6 時，相交檢測電路 7 可以監測電壓限制器 61 兩端的電壓 V_{ZCD} 而不是輔助電壓。電壓限制器被配置成當輔助電

壓 V_{AUX} 為正時將電壓 V_{ZCD} 鉗位到第一（正）電平，並且當輔助電壓 V_{AUX} 為負時將電壓 V_{ZCD} 鉗位到第二（負）電平。根據一個示例，這些電壓電平高於參考電壓 V_{REF1} 。可以被稱為鉗位元的輔助電壓或相交檢測電壓的電壓限制器 61 兩端的電壓 V_{ZCD} 與輔助電壓 V_{AUX} 不成比例。然而，每當輔助電壓 V_{AUX} 低於參考電壓 V_{REF1} 時，該電壓 V_{ZCD} 低於參考電壓 V_{REF1} 。因此，電壓限制器兩端的電壓 V_{ZCD} 可以用於檢測當輔助電壓 V_{AUX} 與參考電壓 V_{REF1} 相交時的時刻。在每種情況下，由相交檢測電路 7 輸出的相交檢測訊號 S_{ZCD} 表示輔助電壓 V_{AUX} 與第一參考電壓 V_{REF1} 例如零相交的那些時刻。

【0057】當輔助電壓 V_{AUX} 高於由電壓限制器 61 限定的電壓限制時，輔助電流 I_{AUX} 流過電壓限制器 61。在圖 15 所示的示例中，輔助電流 I_{AUX} 的幅值基本上由下式給出：

$$I_{AUX} = \frac{V_{62}}{R_{62}} = \frac{V_{AUX} - V_{ZCD}}{R_{62}} \quad (1)$$

其中， R_{62} 是電阻器 62 的電阻，並且 V_{ZCD} 是電壓限制器 61 兩端的電壓。根據一個示例，電壓限制器 61 被實現為使得電壓限制器 61 兩端的電壓 V_{ZCD} 顯著低於輔助電壓 V_{AUX} ，以使得電壓限制器兩端的電壓與輔助電壓相比可忽略。在這種情況下，由電流感測器 63 測量的輔助電流 I_{AUX} 基本上與輔助電壓 V_{AUX} 成比例，使得藉由測量輔助電流 I_{AUX} 可以獲得輔助電壓 V_{AUX} ，並且因此可以獲得電壓測量訊號 S_{12} 。圖 16A 示出了電壓限制器 61 和電流感測器 63 的一個示例，並且圖 16B 示出了評估電路 64 的一個示例。

【0058】參照圖 16A，電壓限制器 61 包括連接在驅動電路 4 的輔助電壓輸入端 42 與接地輸入端 43 之間的第一電晶體 N1。第一電晶體 N1 鉗位元相交檢測電壓 V_{ZCD} 。下面在下文中進一步詳細說明在導通狀態下驅動第一電晶體 N1 使得其鉗位元相交檢測電壓 V_{ZCD} 。

【0059】電壓限制器 61 還包括連接在第一電路節點 M1 與接地節點 12 之間的第二電晶體 N2 和連接在第一電路節點 M1 與輔助電壓輸入端 42 之間的第三電晶體 N3。此外，電流調節器被配置成根據輔助電壓 V_{AUX} 的極性，以兩種不同方式控制進入第一電路節點 M1 的電流 I_{M1} 。進入第一電路節點的電流 I_{M1} 是從可獲得電源電壓 VDD 的電源節點 M3 提供的。可以藉由控制電路 4 中的電源電路（圖中未示出）來提供電源電壓。該電源可以基於輔助電壓 V_{AUX} 或基於由控制電路 4 接收的任何其他輸入電壓來產生電源電壓 VDD。當輔助電壓 V_{AUX} 為正時，調節器控制進入第一電路節點 M1 的電流 I_{M1} ，使得第一電晶體 N1 和第二電晶體 N2 在相同的工作點工作，並且藉由第三電晶體 N3 的電流 I_{N3} 為零。在這種情況下，藉由第二電晶體 N2 的電流 I_{N2} 的電流電平與藉由第一電晶體 N1 的電流 I_{N1} 成比例，其中，藉由第一電晶體 N1 的電流 I_{N1} 等於輔助電流 I_{AUX} 。根據一個示例，第一電晶體 N1 和第二電晶體 N2 具有相同的長度和相同的寬度。在這種情況下，藉由第二電晶體 N2 的電流 I_{N2} 和輔助電流 I_{AUX} 具有相同的電流電平。

【0060】根據一個示例，調節器包括運算放大器 OP1，該運算放大器 OP1 具有連接至第一電路節點 M1 的第一輸入端和連接至第二電路節點 M2 的第二輸入端。當輔助電壓 V_{AUX} 具有第一極性時，由比較器 K1 控制的開關 S2 將第二電路節點 M2 連接至第二輸入端 42。在這種情況下，運算放大器 OP1 控制進入第一電路節點 M1 的電流 I_{M1} ，使得第一電路節點 M1 處的電勢等於第二輸入端 42 處的電勢，以使第三電晶體 N3 兩端的電壓為零。因此，如上面提到的，藉由第三電晶體 N3 的電流 I_{N3} 為零。

【0061】調節器還包括由運算放大器 OP1 驅動並連接在電源節點 M3 與接地節點 12 之間的可變電阻器 N7 以及電流鏡 P1、P2。根據一個示例，可變電阻

器 N7 包括由運算放大器驅動的電晶體。可選地，在運算放大器 OP1 的輸出端與可變電阻器 N7 的電晶體之間連接濾波器。該濾波器可以包括具有電阻器 R 和電容器 C 的串聯電路。

【0062】電流鏡 P1、P2 被配置成鏡像藉由可變電阻器 N7 的電流 I_{N7} ，使得進入第一電路節點 M1 的電流 I_{M1} 與藉由可變電阻器 N7 的電流 I_{N7} 成比例，其中，藉由可變電阻器 N7 的電流與進入第一電路節點 M1 的電流 I_{M1} 之間的比例因數由電流鏡的電流鏡比率給出。根據一個示例，電流鏡比率為 1：1，使得進入第一電路節點 M1 的電流 I_{M1} 等於藉由可變電阻器 N7 的電流 I_{N7} 。調節器經由可變電阻器 N7 和電流鏡 P1、P2 調整進入第一電路節點 M1 的電流 I_{M1} ，使得藉由第三電晶體 N3 的電流 I_{N3} 為零，以使得在調節器的穩定狀態下進入第一電路節點 M1 的電流 I_{M1} 等於藉由第二電晶體 N2 的電流 I_{N2} ，其中，藉由第二電晶體 N2 的電流 I_{N2} 與輔助電流 I_{AUX} 成比例。因此，給定進入第一電路節點 M1 的電流 I_{M1} 與藉由可變電阻器 N7 的電流 I_{N7} 之間的比例，藉由可變電阻器 N7 的電流與輔助電流 I_{AUX} 成比例。

【0063】參照圖 16A，電壓限制器 61 還包括連接在電流鏡 P1、P2 中的輸出電晶體 P2 與第一電路節點 M1 之間的另一電晶體 N5。該另一電晶體 N5 作為二極體連接。即，另一電晶體 N5 的漏極節點連接至其柵極節點。此外，第一電晶體 N1、第二電晶體 N2 和第三電晶體 N3 的柵極節點連接至另一電晶體的漏極/柵極節點，使得這些電晶體 N1、N2、N3 在它們各自的柵極節點處具有相同的電勢。第一電晶體 N1 和第二電晶體 N2 被啟動，使得一旦它們各自的柵極節點處的電勢達到以下電平時，它們就可以傳導電流，在該電平處，這些電晶體 N1、N2 的柵極-源極電壓變得高於各自的臨界值電壓。根據一個示例，第一電晶體、第二電晶體和第三電晶體 N1-N3 具有相同的臨界值電壓。第五電晶體 N5 的臨界

值電壓可以低於第一電晶體 N1、第二電晶體 N2 和第三電晶體 N3 的臨界值電壓。

【0064】當輔助電壓 V_{AUX} 為負時，由比較器 K1 控制的開關 S2 將第二電路節點 M2 連接至接地輸入端 43，並且調節第三電晶體 N3 使得第一電路節點 M1 處的電勢等於接地電勢 GND。輔助電流 I_{AUX} 為負，即，輔助電流 I_{AUX} 沿與圖 16A 所示的方向相反的方向流動。此外，在該工作狀態下，輔助電流 I_{AUX} 由藉由第三電晶體 N3 的電流 I_{N3} 減去藉由第一電晶體 N1 的電流 I_{N1} 給出。藉由第二電晶體 N2 的電流 I_{N2} 為零，並且進入第一電路節點 M1 的電流 I_{M1} 等於藉由第三電晶體 N3 的電流 I_{N3} 。藉由可變電阻器 N7 的電流 I_{N7} 再次與進入第一電路節點的電流 I_{M1} 成比例。當第一電晶體 N1 和第三電晶體 N3 在相同的工作點工作時，藉由第三電晶體 N3 的電流 I_{N3} 與輔助電流 I_{AUX} 成比例，其中，比例因數取決於第一電晶體 N1 的大小和第三電晶體 N3 的大小。

【0065】參考以上，當輔助電壓 V_{AUX} 為正時，藉由第二電晶體 N2 的電流 I_{N2} 與輔助電流 I_{AUX} 成比例，其中，比例因數取決於第一電晶體 N1 的大小和第二電晶體 N2 的大小。此外，當輔助電壓 V_{AUX} 為負時，藉由第三電晶體 N3 的電流 I_{N3} 與輔助電流 I_{AUX} 成比例，其中，比例因數取決於第一電晶體 N1 的大小和第三電晶體 N3 的大小。第一電晶體、第二電晶體和第三電晶體的大小可以彼此適配，使得當輔助電壓 V_{AUX} （和輔助電流 I_{AUX} ）為正時以及當輔助電壓 V_{AUX} （和輔助電流 I_{AUX} ）為負時輔助電流 I_{AUX} 的幅值和進入第一電路節點 M1 的電流 I_{M1} 的幅值之間的比例因數相同。在這種情況下，這些電晶體 N1、N2、N3 以不同的大小實現。

【0066】根據另一示例，第一電晶體 N1、第二電晶體 N2 和第三電晶體 N3 具有相同的大小，並且電流感測器另外包括另一電晶體 N6。僅當輔助電壓 V_{AUX} 為正時，該另一電晶體 N6 與第一電晶體 N1 並聯連接。這藉由與另一電晶體 N6

串聯連接並且由比較器 K1 控制的另一開關 S3 來實現。藉由第三電路節點 M3 處的電勢以與第一電晶體 N1 相同的方式控制另一電晶體 N6。在該電路中，當輔助電壓 V_{AUX} 為正時，藉由第一電晶體 N1 的電流 I_{N1} 和藉由另一電晶體 N6 的電流 I_{N6} 均等於輔助電流 I_{AUX} 的 50%。此外，藉由第二電晶體 N2 的電流 I_{N2} 和進入第一電路節點 M1 的電流 I_{M1} 等於輔助電流 I_{AUX} 的 50%。當輔助電壓 V_{AUX} 為負時，藉由第三電晶體的電流 I_{N3} 等於輔助電流的 50% 並且因此進入第一電路節點 M1 的電流也等於輔助電流的 50%，使得當輔助電壓 V_{AUX} 為正時以及當輔助電壓 V_{AUX} 為負時，輔助電流 I_{AUX} 的幅值與進入第一電路節點 M1 的電流 I_{M1} 的幅值之間的比例因數相同，並且因此，輔助電流 I_{AUX} 的幅值與藉由可變電阻器 N7 的電流 I_{N7} 的幅值之間的比例因數相同。

【0067】鉗位元電壓是預定義的，但不是固定的，鉗位元電壓是相交檢測電壓 V_{ZCD} 被電壓限制器 61 鉗位元而處於的電壓電平。該鉗位元電壓由第一電晶體 N1 的特性曲線限定，並且取決於輔助電流 I_{AUX} 的電流電平。因此，在輔助電壓 V_{AUX} 的每個電壓電平處，鉗位元電壓由第一電晶體 N1 預定義，但不是固定的。基本上，輔助電流 I_{AUX} 越高，則鉗位元電壓越高。然而，在鉗位元電壓與輔助電流 I_{AUX} 之間存在平方關係，使得取決於輔助電流 I_{AUX} 的鉗位元電壓的變化基本上可以忽略。

【0068】根據一個示例，實現第一電晶體 N1 使得在消磁階段期間第一電晶體 N1 兩端的電壓降小於輔助電壓 V_{AUX} 的 5% 或者甚至小於輔助電壓 V_{AUX} 的 2%。在這種情況下，儘管有變化，但與輔助電壓 V_{AUX} 的幅值相比，相交檢測電壓 V_{ZCD} 的幅值幾乎可以忽略，使得在每種情況下，輔助電流 I_{AUX} 基本上與輔助電壓 V_{AUX} 成比例。

【0069】在圖 16A 所示的電流感測器 63 中，藉由形成可變電阻器的電晶體

N7 的電流 I_{N7} 和該電晶體 N7 的柵極節點 G 處的電勢表示輔助電流 I_{AUX} ，並且因此表示輔助電壓 V_{AUX} 。更具體地，電流 I_{N7} 與輔助電流 I_{AUX} 的幅值成比例。即，與輔助電流 I_{AUX} 的電流流動方向無關，電流 I_{N7} 始終沿相同方向流動，並且具有與輔助電流 I_{AUX} 的幅值成比例的訊號電平。在該示例中，柵極節點處的電勢形成電流測量訊號 S63。在圖 16B 中示出了被配置成基於電流測量訊號 S63 產生測量訊號 S12 的評估電路 64。在下文中，電晶體 N7 的柵極節點 G 也稱為電流感測器的輸出端，並且電晶體 N7 也稱為電流感測器的輸出電晶體。

【0070】圖 16B 中所示的評估電路包括藉由第一開關 SHP 耦接至電流感測器 63 的輸出端 G 的第一電容器 C1 和藉由第二開關 SHS 耦接至電流感測器 63 的輸出端 G 的第二電容器 C2。第一開關 SHP 和第二開關 SHS 由邏輯 641 根據驅動訊號 S_{DRV} 來控制。邏輯 641 被配置成控制第一開關 SHP，使得在導通時間期間第一電容器 C1 連接至電流感測器 63 的輸出端 G 達第一時間段，以使得在該第一時間段結束時，第一電容器 C1 兩端的電壓 VC1 等於電流感測器 63 的輸出端 G 處的電壓。邏輯 641 被配置成控制第二開關 SHS，使得在關斷時間期間第二電容器 C2 連接至電流感測器 63 的輸出端 G 達第二時間段，以使得在該第二時間段結束時，第二電容器 C2 兩端的電壓 VC2 等於電流感測器 63 的輸出端 G 處的電壓。

【0071】參照圖 16B，評估電路 64 還包括由第一電容器 C1 兩端的電壓 VC1 驅動的第一電晶體 N8 和由第二電容器 C2 兩端的電壓 VC2 驅動的第二電晶體 N9。根據一個示例，第一電晶體 N8 和第二電晶體 N9 具有與電流感測器 63 的輸出電晶體 N7 相同的大小。在這種情況下，在第一時間段期間，藉由第一電晶體 N8 的第一電流 I_{N8} 等於藉由電流感測器 63 的輸出電晶體 N7 的電流 I_{N7} ，其中，該電流與在導通時間期間的輔助電壓 V_{AUX} 成比例，並且因此與上面說明的第一

幅值 $V1$ 成比例。此外，在第二時間段期間，藉由第二電晶體 $N9$ 的第二電流 I_{N9} 等於藉由電流感測器 63 的輸出電晶體 $N7$ 的電流 I_{N7} ，其中，該電流與在關斷時間期間的輔助電壓 V_{AUX} 成比例，並且因此與上面說明的第二幅值 $V2$ 成比例。

【0072】參照圖 16B，評估電路 64 還包括具有連接至第一電晶體 $N8$ 的輸入端的第一電流鏡 642 和具有連接至第二電晶體 $N9$ 的輸入端的第二電流鏡 643。連接電流鏡 642、643 的輸出端。此外，電流鏡 642、643 可以具有相同的電流鏡比率，使得電流鏡 642、643 的輸出電流 I_{64} 與第一電流 I_{N8} 和第二電流 I_{N9} 之和成比例，並且因此與第一幅值 $V1$ 和第二幅值 $V2$ 之和成比例。該輸出電流 I_{64} 可以形成電壓測量訊號 S_{12} 。替選地，如圖 16B 中的虛線所示，電阻器 65 與電流鏡 642、643 的輸出端串聯連接。在這種情況下，電壓測量訊號 S_{12} 是電阻器 65 兩端的電壓。

【0073】圖 3 示出了在准諧振模式下操作電力轉換器。在該工作模式下，消磁時刻 t_{DEMAG} 與關斷時間結束之間的延遲時間 T_{DEL} 約為一個振盪週期 T_{OSC} 的一半。此外，在該方法中，根據第一測量訊號 S_{12} 來調整導通時間。在該方法中，延遲時間 T_{DEL} 相對於驅動週期的總持續時間 T 越短，則越可以更準確地控制輸入電流 I_{IN} 的波形。

【0074】下面說明另一種類型的工作模式，其在下文中稱為第二工作模式。在該工作模式下，在調整接通時間的持續時間 T_{ON} 時考慮延遲時間 T_{DEL} 。以這種方式，即使當與驅動週期的總持續時間 T 相比延遲時間 T_{DEL} 不可忽略時，也可以以準確的方式調節輸入電流 I_{IN} 的波形。第二工作模式可以包括在准諧振（QR）模式或以跳谷 QR 模式下操作電力轉換器。在跳谷 QR 模式下，在開關 22 再次導通之前，跳過開關電壓 V_{22} 的一個或更複數谷。在該工作模式下，消磁時刻 t_{DEMAG} 與當電子開關 22 再次導通時的時刻之間的延遲時間 T_{DEL} 大於寄生

振盪的週期的一半。圖 17 示出了基於圖 3 所示的訊號圖並且說明在跳谷准諧振模式下操作電力轉換器的訊號圖。

【0075】如從圖 17 可以看出的，在跳谷准諧振模式下，延遲時間 T_{DEL} 可以包括驅動週期的總持續時間 T 的很大一部分。在 QR 模式和跳谷 QR 模式下，消磁時刻 t_{DEMAG} 與新驅動週期開始之間的延遲時間 T_{DEL} 由 $T_{DEL}=(i-0.5) \cdot T_{OSC}$ 給出，其中， T_{OSC} 是寄生振盪的一個週期的持續時間，並且 i 是其中電子開關 22 導通的谷的序數，其中 i 是整數並且其中 $i \geq 1$ 。等效地， $i-1$ 是被跳過的谷數。當電子開關 22 在第一個 ($i=1$) 谷中導通時，電力轉換器以 QR 模式工作，並且當 $i > 1$ ，即當一個或更複數谷被跳過時，電力轉換器以跳谷 QR 模式工作。

【0076】圖 18 示出了以下方法的一個示例的流程圖，該方法用於在准諧振模式下操作電力轉換器使得輸出參數具有預定義值並且使得平均輸入電流 I_{IN_AVG} 的波形基本上等於該波形輸入電壓 V_{IN} 的波形。該方法基於圖 5 所示的方法，並且與圖 5 所示的方法的不同之處在於，每個驅動週期中的導通時間包括兩個導通時間區段，第一導通時間區段和第二導通區段。與第一工作模式下的導通時間類似，第一導通時間區段取決於第一測量值和第二測量值之和與回饋訊號 (104)，其中，第一測量值和第二測量值在一個或更複數先前的驅動週期中獲得。第二導通時間區段取決於在前一驅動週期中獲得的第二測量值、暫態驅動週期中第一導通時間區段的持續時間以及前一驅動週期中變換器消磁與新驅動週期的開始之間的延遲時間 (105)。

【0077】圖 19 示出了被配置成根據圖 18 所示的方法操作電力轉換器的控制電路 4 的一個示例。該控制電路 4 基於圖 6 所示的控制電路，並且與圖 6 所示的控制電路的不同之處在於，驅動電路 5 另外接收另一電壓測量訊號 S_2 ，其中，該另一電壓測量訊號 S_2 表示第二測量值 V_2 ，即，關斷時間期間輔助電壓 V_{AUX}

的幅值。在下文中，電壓測量訊號 S_{12} 也稱為第一電壓測量訊號，並且在下文中，另一電壓測量訊號 S_2 也稱為第二電壓測量訊號。

【0078】在圖 20 中示出了被配置成輸出第一電壓測量訊號 S_{12} 和第二電壓測量訊號 S_2 的電壓測量電路 6 的一個示例。該電壓測量電路 6 基於圖 14 所示的電壓測量電路，並且另外包括另一 S/H 電路 611。該另一 S/H 電路 611 由邏輯 610 控制，並且被配置成在第二時間段結束時對第一電容器 601 兩端的電壓 V_2 進行取樣。

【0079】根據另一示例，電壓測量電路 6 基於圖 16A 和圖 16B 所示的電壓測量電路，其中，僅需要對評估電路 64 進行一個修改以輸出第一電壓測量訊號 S_{12} 和第二電壓測量訊號 S_2 二者。在圖 21 中示出了對應評估電路 64 的一個示例。在該評估電路 64 中，第二電流鏡 643 包括兩個輸出端，連接至第一電流鏡 642 的輸出端的第一輸出端和提供與上面說明的第二電流 I_{N9} 成比例的輸出電流的第二輸出端。該輸出電流與輔助電壓 V_{AUX} 的第二幅值 V_2 成比例，並形成第二電壓測量訊號 S_2 。替選地，電阻器 66 與第二電流鏡輸出端串聯連接，使得第二電壓測量訊號 S_2 是電壓。

【0080】圖 22 示出了圖 19 所示的驅動電路 5 的一個示例。該驅動電路 5 基於圖 7 中所示的驅動電路，並且另外包括接收回饋訊號 S_{FB} 並輸出過零參考訊號 S_{ZC_REF} 的過零控制器 53、接收過零參考訊號 S_{ZC_REF} 和過零檢測訊號 S_{ZCD} 的計數器 54、以及連接在導通時間控制電路 8 與鎖存器 51 之間的另一導通時間控制電路 9。在下文中，導通時間控制電路 8 也稱為第一導通時間控制電路，並且另一導通時間控制電路 9 也稱為第二導通時間控制電路。第二導通時間控制電路 9 從第一導通時間控制電路 8 接收結束訊號 S_8 ，並且將結束訊號 S_9 輸出至鎖存器 51。在下文中也稱為第一結束訊號的來自第一導通時間控制電路 8 的結束

訊號 S8 指示第一導通時間區段的結束，並且在下文中也稱為第二結束訊號的來自第二導通時間控制電路 9 的結束訊號 S9 指示以上說明的第二導通時間區段的結束。

【0081】第二導通時間控制電路 9 還接收回饋訊號 S_{FB} 和另一電壓測量訊號 S_2 、開始訊號 S_{START} 和過零參考訊號 S_{ZC_REF} 。過零參考訊號 S_{ZC_REF} 表示消磁時刻 t_{DEMAG} 與新驅動週期開始之間的延遲時間 T_{DEL} ，即，過零參考訊號 S_{ZC_REF} 表示允許在新驅動週期開始之前發生的輔助電壓 V_{AUX} 的過零次數。該過零參考訊號 S_{ZC_REF} 取決於回饋訊號 S_{FB} 。

【0082】根據一個示例，產生回饋訊號 S_{FB} ，使得回饋訊號 S_{FB} 隨著負載的電力消耗的減小而減小。此外，可以產生過零參考訊號 S_{ZC_REF} ，使得隨著回饋訊號 S_{FB} 的增大，允許在新的驅動週期開始之前發生的過零次數減少。在圖 23 中示出了過零參考訊號 S_{ZC_REF} 對回饋訊號 S_{FB} 的這樣的依賴性的一個示例。

【0083】參照圖 22，計數器 54 接收過零檢測訊號 S_{ZCD} 和過零參考訊號 S_{ZC_REF} ，並且被配置成當在關斷時間期間已經發生由過零參考訊號 S_{ZC_REF} 限定的過零次數時產生開始訊號 S_{START} 。延遲元件 52 可以將產生開始訊號 S_{START} 延遲寄生振盪的一個週期 T_{OSC} 的四分之一，如已經參照圖 7 所說明的。

【0084】可以根據本文之前說明的任何示例來配置第一導通時間控制電路 8。特別地，可以根據圖 10 所示的示例來配置第一導通時間控制電路 8。圖 24 示出了第二導通時間控制電路 9 的一個示例。

【0085】圖 24 所示的第二導通時間控制電路 9 類似於圖 10 所示的第一導通時間控制電路 8 並且包括比較器 91，該比較器 91 從斜坡訊號產生器 93 接收第二斜坡訊號 S_{RAMP2} 和參考訊號 S98，其中，該參考訊號 S98 與延遲時間 T_{DEL} 、第二測量訊號 S_2 成比例，並且與自暫態導通時間開始以來的持續時間成反比。

第 29 頁，共 43 頁(發明說明書)

該參考訊號 S_{98} 由接收開始訊號 S_{START} 的函數產生器 98 提供，該開始訊號 S_{START} 包括關於暫態導通時間開始的資訊。此外，函數產生器 98 接收與第二測量訊號 S_2 和延遲時間 T_{DEL} 成比例的訊號。關於延遲時間 T_{DEL} 的資訊包括在訊號 S_{94} 中，該訊號 S_{94} 藉由由零減法器 94 減去 0.5 從過零參考訊號 S_{ZC_REF} 獲得。該訊號 S_{94} 與第二測量訊號 S_2 和回饋訊號 S_{FB} 或取決於回饋訊號的訊號相乘。

【0086】如上面說明的，可以使用指數回饋訊號 $e^{S_{FB}}$ 代替回饋訊號 S_{FB} ，或者如參照圖 11 和圖 13 所說明的，可以使用每個均實現分段線性函數的兩個函數產生器代替計算 $e^{S_{FB}}$ 的函數產生器。在圖 24 所示的示例中，使用了兩個這樣的函數產生器。第一函數產生器 95 和第二函數產生器 96。這些函數產生器 95、96 可以是與第一導通時間控制電路 8 中的函數產生器 85、86 相同的函數產生器。即，一個第一函數產生器可以用作第一導通時間控制電路 8 中的第一函數產生器 85 和第二導通時間控制電路 9 中的第一函數產生器 95。等效地，一個相同的函數產生器可以用作第一導通時間控制電路 8 中的第二函數產生器 86 和第二接通時間控制電路 9 中的第二函數產生器 96。這些函數產生器可以是數位函數產生器，其中，斜坡訊號產生器 83、93 可以使用類比電路元件來實現。此外，可以使用類比電路元件來實現圖 24 所示的函數產生器 98。在這種情況下，數位類比轉換器（DAC）可以連接在函數產生器 96 和 95 與斜坡訊號產生器 93 和乘法器 97 之間。當第一導通時間控制電路 8 中的函數產生器 85 和第二導通時間控制電路 9 中的函數產生器 95 僅使用一個函數產生器來實現時，僅需要一個 DAC。等效地，當第一導通時間控制電路 8 中的函數產生器 86 和第二導通時間控制電路 9 中的函數產生器 96 僅使用一個函數產生器來實現時，僅需要一個 DAC。

【0087】參照圖 24，乘法器 97 將第一函數產生器輸出訊號 S_N 與延遲時間

訊號 S_{94} 相乘。另一乘法器 92 將第一乘法器 97 的結果與另一測量值 S_2 相乘，其中，第二乘法器 92 的輸出訊號 S_{92} 由函數產生器 98 接收。儘管圖 24 示出了兩個乘法器 92、97，但這僅是一個示例。根據另一示例，乘法器 92 是乘法數位類比轉換器，並且乘法器 97 是數字乘法器。

【0088】圖 25 示出了圖 24 中所示的斜坡訊號產生器 93 的一個示例。該函數產生器 93 以與圖 12 中所示的斜坡訊號產生器 83 相同的方式實現，並且包括具有電流源 931 和電容器 932 的串聯電路。第二斜坡訊號 S_{RAMP2} 是電容器 932 兩端的電壓 V_{932} 。開關 933 與電容器 932 並聯連接，並且由邏輯 934 根據第一結束訊號 S_8 和第二結束訊號 S_9 來控制。根據一個示例，邏輯 934 被配置成在第一結束訊號 S_8 指示第一導通時間區段的結束已經到達之前閉合開關 933。當第一結束訊號 S_8 指示第一導通時間區段的結束已經到達時，邏輯 934 斷開開關 933 以產生斜坡訊號的斜坡。當第二結束訊號 S_9 指示第二斜坡訊號 S_{RAMP2} 已經達到第二參考訊號 S_{98} 時，即當第二結束訊號 S_9 指示第二導通時間區段的結束已經到達時，斜坡訊號產生器被第二結束訊號 S_9 重定，即，開關 933 閉合。

【0089】在圖 26 中示出了具有第一導通時間控制電路 8 和第二導通時間控制電路 9 的驅動電路 5 的功能。圖 26 示出了輔助電壓 V_{AUX} 、參考訊號 S_{82} 、 S_{98} （其在下文稱為第一參考訊號和第二參考訊號）以及第一斜坡訊號 S_{RAMP1} 和第二斜坡訊號 S_{RAMP2} 的訊號圖。特別地，圖 26 示出了產生導通時間的第一導通時間區段 T_{ON1} 和第二導通時間區段 T_{ON2} 。如圖 26 所示，一個驅動週期中的第一參考訊號 S_{82} 取決於在前一驅動週期中獲得的第一測量訊號 S_{12} 。“前一驅動週期”可以是直接在暫態驅動週期之前的驅動週期。然而，這僅是一個示例。也可以在一個驅動週期中獲得第一測量訊號 S_{12} ，並且在兩個或更複數隨後的驅動週期中使用該第一測量值 S_{12} 。此外，可以基於在不同的先前驅動週期中獲得的第一

測量值 $V1$ 和第二測量值 $V2$ 來產生第一測量訊號 S_{12} 。

【0090】如從圖 26 可以看出並且如前面說明的，當在暫態驅動週期開始處開始的第一斜坡訊號 S_{RAMP1} 達到第一參考訊號 $S82$ 時，第一導通時間區段 T_{ON1} 結束，其中，第一參考訊號 $S82$ 與第一測量訊號 S_{12} 成比例並且取決於回饋訊號 S_{FB} 。當第一導通時間區段 T_{ON1} 結束時，第二導通時間區段 T_{ON2} 開始，其中，在第二導通時間區段 T_{ON2} 的開始處，第二斜坡訊號 S_{RAMP2} 開始。第二參考訊號 $S98$ 在暫態驅動週期的開始處開始，其中，如上面說明的，開始電平由乘法器輸出訊號 $S92$ 給出，乘法器輸出訊號 $S92$ 與第二測量訊號 S_2 和延遲時間訊號 $S94$ 成比例並且取決於回饋訊號 S_{FB} 。此外，第二參考訊號 $S98$ 與自暫態驅動週期開始以來的時間成反比地減小。當可以線性增加的第二斜坡訊號 $S98$ 達到第二參考訊號 $S98$ 時，第二導通時間區段 T_{ON2} 結束。在這種情況下，第二導通時間區段 T_{ON2} 的持續時間與第二測量訊號 S_2 和延遲時間訊號 $S94$ 成比例。此外，第二導通時間區段的持續時間與自導通時間開始以來的時間段成反比。以這種方式，第二導通時間區段 T_{ON2} 的持續時間取決於第一導通時間區段 T_{ON1} 的持續時間。因此，對於給定的第二測量訊號 S_2 和給定的延遲時間訊號 $S94$ ，第一導通時間區段 T_{ON1} 越長，則第二導通時間區段 T_{ON2} 越短。

【0091】參考以上，過零參考訊號 S_{ZC_REF} 根據回饋訊號 S_{FB} 以為一（1）的步長變化。因此，延遲時間訊號 $S94$ 根據回饋訊號以為一的步長變化。然而，過零參考訊號 S_{ZC_REF} 的這樣的變化不會導致輸出電力的突然改變，因為在第二導通時間區段 T_{ON2} 中考慮了這樣的變化。因此，當過零參考訊號 S_{ZC_REF} 增大/減小時，第二導通時間區段 T_{ON2} 的持續時間增大/減小。

【0092】根據一個示例，產生過零參考訊號 S 是同步的，使得過零參考訊號在延遲時間 T_{DEL} 期間不改變。對於該同步，圖 22 示出的過零控制器 53 可以

接收驅動訊號 S_{DRV} 。根據一個示例，在每個驅動週期中基於回饋訊號 S_{FB} 更一次新過零參考訊號 S_{ZC_REF} 。可以例如在關斷時間開始處更新過零參考訊號 S_{ZC_REF} 。基本上，可以假設過零參考訊號 S_{ZC_REF} 在若干驅動週期內是恆定的。因此，可以基於在前一驅動週期中使用以調整延遲時間的過零參考訊號 S_{ZC_REF} 或者基於將在暫態驅動週期中使用以調整延遲時間的過零參考訊號 S_{ZC_REF} 來調整暫態驅動週期中的第二導通時間區段。

【0093】在圖 27 和圖 28 中示出了函數產生器 98 及其功能的示例。該函數產生器 98 不能恰好輸出與自暫態驅動週期開始以來的時間成反比的訊號，而是使用指數函數逼近 $1/t$ 函數。參照圖 27，函數產生器包括電容器 981。經由輸入開關 982 藉由訊號 S_{92} 對該電容器 981 進行充電，訊號 S_{92} 與延遲時間和第二測量訊號 S_2 成比例並且取決於回饋訊號 S_{FB} 。該輸入開關 982 在第一時刻 t_1 處由第一延遲元件 983 斷開。在第一時刻 t_1 之後，藉由電阻器網路對電容器 981 放電。電容器 981 和電阻器網路形成 RC 元件，其中，RC 元件的 RC 常數隨時間逐步增加，以使電容器的放電率隨時間降低，並且電容器 981 兩端的電壓 V_{981} 逼近 $1/t$ 函數。更具體地，電容器 981 兩端的電壓與 $1/(t-t_0)$ 近似成比例，其中， t_0 表示導通時間開始的時刻。在該示例中，電容器 981 兩端的電壓 V_{981} 形成第二參考訊號 S_{98} 。

【0094】在圖 27 所示的示例中，電阻器網路包括三個電阻器，串聯連接的第一電阻器 986、第二電阻器 987 和第三電阻器 988，其中，串聯電路與電容器 981 並聯連接。第一開關 989 與由第二電阻器 987 和第三電阻器 988 形成的串聯電路並聯連接，並且第二開關 990 與第三電阻器 988 並聯連接。

【0095】在第一時刻 t_1 之前，電容器電壓 V_{981} 保持在由乘法器輸出訊號 S_{92} 限定的電壓電平。輸入開關 982 以及第一開關 989 和第二開關 990 中的每一

個在第一時刻 t_1 之前導通。在第一時刻 t_1 之後，電容器 981 經由第一電阻器 986 和第一開關 989 放電，其中，第一開關 989 使第二電阻器 987 和第三電阻器 988 短路。在第二時刻 t_2 處，藉由第二延遲元件 984 使第一開關 989 斷開，並且電容器 981 經由第一電阻器 986 和第二電阻器 987 放電，其中，第二開關 990 使第三電阻器 988 短路。最後，在第三時刻 t_3 處，藉由第三延遲元件 985 使第二開關 990 斷開，並且電容器 981 經由第一電阻 986、第二電阻 987 和第三電阻放電。

【0096】在圖 28 所示的函數產生器中，使用具有不同 RC 時間常數的三個指數電容器放電函數來逼近 $1/t$ 函數，使得至少在第一時刻 t_1 與第四時刻之間，電容器電壓 V_{981} 與 $1/(t-t_0)$ 近似成比例。在時刻 t_0 處的導通時間開始與第一時刻之間，電容器電壓 V_{981} 是恆定的。根據一個示例，在導通時間開始與第一時刻 t_1 之間的時間段短於第一導通時間區段的持續時間的預期最小值。

【0097】參考以上，電力轉換器在第一工作模式和第二工作模式下調節輸出參數使得其具有預定義電平，並且調節輸入電流 I_{IN} 使得輸入電流 I_{IN} 的平均波形與輸入電壓 V_{IN} 成比例。下面參考第二工作模式對此進行說明。

【0098】在穩態狀態下，在一個驅動週期內初級繞組 21_1 兩端的電壓 V_{21_1} 的積分為零。

$$\int_0^T V_{21_1} dt = 0 \quad (2a)$$

基於等式 (2a)，假定輔助電壓 V_{AUX} 與電感器電壓 V_{21_1} 成比例，並考慮圖 17 所示的波形，以下關係適用於第一測量值 V_1 和第二測量值 V_2 、導通時間持續時間 T_{ON} 以及消磁持續時間 T_{DEM} ：

$$V_1 \cdot T_{ON} = V_2 \cdot T_{DEM} \Rightarrow T_{DEM} = T_{ON} \cdot \frac{V_1}{V_2} \quad (3a)$$

此外，電感器電流 I_2 的峰值 I_{2PK} 由下式給出：

$$I_{2PK} = \frac{V_{IN}}{L} \cdot T_{ON} \tag{4a}$$

其中， V_{IN} 是輸入電壓，並且 L 是電感器的電感。更具體地， L 是變換器 21 的初級繞組 21₁ 的電感。參考以上，電感器電流 I_2 等於輸入電流 I_{IN} 。此外，參照圖 17，電感器電流 I_2 在導通時間期間具有三角波形。輸入電流 I_{IN} 的平均值 I_{IN_AVG} 則由下式給出：

$$I_{IN_AVG} = \frac{I_{2PK}}{2} \cdot \frac{T_{ON}}{T} = \frac{V_{IN}}{2 \cdot L} \cdot T_{ON} \cdot \frac{T_{ON}}{T} \tag{5a}$$

此外，為了實現輸入電壓 V_{IN} 與平均輸入電流 I_{IN_AVG} 之間的比例，在負載的給定電力消耗下電力轉換器的輸入阻抗應該基本恆定，即，

$$Z_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN_AVG}} = c \tag{6a}$$

其中， Z_{IN} 表示電力轉換器的輸入阻抗，並且 c 是取決於負載的電力消耗的常數。基本上，負載的電力消耗越高，則輸入阻抗 Z_{IN} 越低。基於等式 (3a)、(5a) 和 (6a)，輸入阻抗可以表示為：

$$\begin{aligned} Z_{IN} &= \frac{V_{IN}}{\frac{\frac{V_{IN}}{2 \cdot L} \cdot T_{ON} \cdot \frac{T_{ON}}{T}}{\frac{2 \cdot L}{T_{ON}} \cdot \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{DEM} + T_{DEL}}}} \\ &= \frac{\frac{V_{IN}}{2 \cdot L} \cdot T_{ON} \cdot \frac{T_{ON}}{T}}{\frac{2 \cdot L}{T_{ON}} \cdot \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{DEM} + T_{DEL}}} \\ &= \frac{2 \cdot L}{T_{ON}} \cdot \frac{T_{ON} + T_{DEM} + T_{DEL}}{T_{ON}} \\ &= \frac{2 \cdot L}{T_{ON}} \cdot \frac{T_{ON} + T_{ON} \cdot \frac{V1}{V2} + T_{DEL}}{T_{ON}} \\ &= \frac{2 \cdot L}{T_{ON}} \cdot \left(1 + \frac{V1}{V2} + \frac{T_{DEL}}{T_{ON}} \right) \\ &= \frac{2 \cdot L}{T_{ON}} \cdot \frac{1}{V2} \left(V2 + V1 + V2 \cdot \frac{T_{DEL}}{T_{ON}} \right) \end{aligned} \tag{7a}$$

基於等式 (7a)，導通時間的期望持續時間 T_{ON} 可以表示為：

$$T_{ON} = \frac{2 \cdot L}{Z_{IN} \cdot V2} \cdot \left(V2 + V1 + V2 \cdot \frac{T_{DEL}}{T_{ON}} \right) \tag{8a}$$

【0099】 在上面說明的第二工作模式下，藉由具有第一導通時間區段和第

二導通時間區段來實現根據等式(8a)調整導通時間的持續時間 T_{ON} 。參考以上，第一導通時間區段的持續時間 T_{ON1} 與第一測量值 $V1$ 和第二測量值 $V2$ 之和 $V1+V2$ 成比例。在圖 8、圖 10 和圖 11 所示的第一導通時間控制器 8 中，用於調整第一導通時間區段的持續時間 T_{ON1} 的第一測量訊號 S_{12} 表示第一測量值 $V1$ 和第二測量值 $V2$ 之和 $V1+V2$ 。在等式(8a)中，項 $V1+V2$ 表示第一導通時間區段。

【0100】參考上文，第二導通時間區段的持續時間 T_{ON2} 與第二測量值 $V2$ 和延遲時間 T_{DEL} 成比例，並且與自導通時間開始以來的持續時間成反比，自導通時間開始以來的持續時間與導通時間的持續時間 T_{ON} 成反比。在圖 24 所示的第二導通時間控制器 9 中，第二測量訊號 S_2 表示第二測量值 $V2$ ，並且延遲時間訊號 $S94$ 表示延遲時間 T_{DEL} 。此外，函數產生器訊號 $S98$ 的訊號值與第二測量訊號 S_2 和延遲時間訊號 $S94$ 成比例，使得第二導通時間區段的持續時間 T_{ON2} 與延遲時間 T_{DEL} 和第二測量值 $V2$ 成比例。此外，函數產生器輸出訊號 $S98$ 與自接通時間開始以來已經經過的時間成反比，使得第二導通時間區段的持續時間與（暫態）導通時間的持續時間成比例。在等式(8a)中，項 $V2 \cdot \frac{T_{DEL}}{T_{ON}}$ 表示第二導通時間區段。

【0101】參考以上，第一導通時間區段和第二導通時間區段中的每一個均以相同的方式取決於回饋訊號 S_{FB} 。該回饋訊號 S_{FB} 由等式(8a)中的項 $\frac{2 \cdot L}{Z_{IN} \cdot V2}$ 表示。

【0102】參考等式(8a)，當 T_{DEL} 相對於導通時間的持續時間短時，導通時間由下式近似給出：

$$T_{ON} = \frac{2 \cdot L}{Z_{IN} \cdot V2} \cdot (V2 + V1) \quad (9a)$$

其表示在第一工作模式下操作電力轉換器。

【0103】儘管已經參考反馳式轉換器說明了在第一工作模式和第二工作模式下操作電力轉換器，但這僅是示例。這些工作方法不限於在反馳式轉換器中使用，而是也可以在其他類型的電力轉換器例如升壓轉換器中使用。在圖 29 中示出了升壓轉換器的示例。

【0104】雖然反馳式轉換器中的電感器 21 是變換器，但是升壓轉換器中的電感器 21 例如是扼流圈，並且與開關 22 串聯連接，其中，包括電感器 21 和電子開關 22 的串聯電路連接至輸入端 11、12。整流器電路 3 連接在電感器 21 和開關 22 進行連接的電路節點與輸出端 13、14 之間。在這種類型的電力轉換器中，輸入電壓 V_{IN} 和輸出電壓 V_{OUT} 可以參考相同的電勢。因此，可以省略耦接器 16。

【0105】輔助繞組 23 感應地耦接至電感器 21，並且輔助電壓 V_{AUX} 與電感器 21 兩端的電壓 V_{21} 成比例。

【0106】像操作反馳式轉換器中的電子開關一樣，以開關模式的方式操作電子開關 22 包括在複數連續驅動週期中操作電子開關 22，其中，在這些驅動週期中的每個驅動週期中，電子開關 22 導通達導通時間，並且關斷達關斷時間。在圖 30 中示出了對應於圖 17 示出的訊號圖但適用於升壓轉換器的訊號圖。

【0107】如可以從圖 30 看出的，在連續驅動週期中操作升壓轉換器與在連續驅動週期中操作反馳式轉換器非常類似。在導通時間期間，電感器電流 I_2 減小並且電感器 21 被磁化。在關斷時間期間，電感器 21 被消磁，並且在消磁時段結束與新驅動週期開始之間的延遲時間期間發生了寄生振盪。操作升壓轉換器與操作反馳式轉換器之間的區別是：（a）在升壓轉換器中，電感器電流在消磁時段 T_{DEM} 內減小；（b）在消磁時段 T_{DEM} 期間，電感器電壓 V_{21} 基本上由輸入電壓 V_{IN} 減去輸出電壓 V_{OUT} 給出；並且在消磁時段 T_{DEM} 期間開關電壓 V_{22} 基本

上等於輸出電壓 V_{OUT} 。然而，升壓轉換器可以以與上面說明的反馳式轉換器相同的方式在第一工作模式和第二工作模式下工作。這可以從下面的等式（2b） - （8b）看出。這些等式對應於等式（2a） - （8a），但適用於升壓轉換器。

【0108】在穩定狀態下，在一個驅動週期內電感器兩端的電壓 V_{21} 的積分為零。

$$\int_0^T V_{21} dt = 0 \tag{2b}$$

基於等式（2b），假定輔助電壓 V_{AUX} 與電感器電壓 V_{21} 成比例，並考慮圖 30 所示的波形，以下關係適用於第一測量值 V_1 和第二測量值 V_2 、導通時間持續時間 T_{ON} 以及消磁持續時間 T_{DEM} ：

$$V_1 \cdot T_{ON} = V_2 \cdot T_{DEM} \Rightarrow T_{DEM} = T_{ON} \cdot \frac{V_1}{V_2} \tag{3b}$$

此外，電感器電流 I_2 的峰值 I_{2PK} 由下式給出：

$$I_{2PK} = \frac{V_{IN}}{L} \cdot T_{ON} \tag{4b}$$

其中， V_{IN} 是輸入電壓，並且 L 是電感器 21 的電感。電感器電流 I_2 等於輸入電流 I_{IN} 。此外，參照圖 30，在導通時間 T_{ON} 和消磁時間 T_{DEM} 期間，電感器電流 I_2 具有三角波形。輸入電流 I_{IN} 的平均值 I_{IN_AVG} 則由下式給出：

$$I_{IN_AVG} = \frac{I_{2PK}}{2} \cdot \frac{T_{ON}+T_{DEM}}{T} = \frac{V_{IN}}{2 \cdot L} \cdot T_{ON} \cdot \frac{T_{ON}+T_{DEM}}{T} \tag{5b}$$

此外，為了實現輸入電壓 V_{IN} 與平均輸入電流 I_{IN_AVG} 之間的比例，在負載的給定電力消耗下電力轉換器的輸入阻抗應該基本恆定，即，

$$Z_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN_AVG}} = c \tag{6b}$$

其中， Z_{IN} 表示電力轉換器的輸入阻抗，並且 c 是取決於負載的電力消耗的常數。基本上，負載的電力消耗越高，則輸入阻抗 Z_{IN} 越低。基於等式（3b）、（5b）和（6b），輸入阻抗可以表示為：

$$\begin{aligned}
 Z_{IN} &= \frac{V_{IN}}{\frac{V_{IN}}{2 \cdot L} \cdot T_{ON} \cdot \frac{T_{ON} + T_{DEM}}{T}} \\
 &= \frac{2 \cdot L}{T_{ON}} \cdot \frac{T}{T_{ON} + T_{DEM}} \\
 &= \frac{2 \cdot L}{T_{ON}} \cdot \frac{T_{ON} + T_{DEM} + T_{DEL}}{T_{ON} + T_{DEM}} \\
 &= \frac{2 \cdot L}{T_{ON}} \cdot \frac{T_{ON} \cdot (1 + \frac{V_1}{V_2}) + T_{DEL}}{T_{ON} \cdot (1 + \frac{V_1}{V_2})} \\
 &= \frac{2 \cdot L}{T_{ON}} \cdot \frac{T_{ON} \cdot (V_2 + V_1) + T_{DEL} \cdot V_2}{T_{ON} \cdot (V_2 + V_1)} \quad (7b)
 \end{aligned}$$

基於等式（7b），導通時間的期望持續時間 T_{ON} 可以表示為：

$$T_{ON} = \frac{2 \cdot L}{Z_{IN}} \cdot \frac{1}{V_1 + V_2} \left(V_2 + V_1 + V_2 \cdot \frac{T_{DEL}}{T_{ON}} \right) \quad (8b)$$

【0109】括弧中的項與等式（8a）中的項相同，使得可以以與反馳式轉換器中相同的方式調整升壓轉換器中的第一導通時間區段和第二導通時間區段。

只是等式（8b）中的影響第一導通時間區段和第二導通時間區段二者的項 $\frac{2 \cdot L}{Z_{IN}} \cdot \frac{1}{V_1 + V_2}$ 與等式（8a）中的對應項 $\frac{2 \cdot L}{Z_{IN}} \cdot \frac{1}{V_2}$ 的不同之處在於，與 $V_1 + V_2$ 存在反比例，

而不是僅與 V_2 存在反比例。這是由於反馳式轉換器和升壓轉換器的不同拓撲而引起的。等式（8b）中的項 $\frac{2 \cdot L}{Z_{IN}} \cdot \frac{1}{V_1 + V_2}$ 表示回饋訊號 S_{FB} 。

【符號說明】

【0110】

2：開關電路

3：整流器電路

4：驅動電路

11、12：輸入端

13、14：輸出端

15：回饋電路

16：耦接器

21：電感器

21₁：初級繞組

21₂：次級繞組

22：電子開關

23：輔助繞組

31：整流器元件

32：電容器

40：輸出端

41：第一輸入端

42：輔助電壓輸入端

43：接地輸入端

51：鎖存器

52：延遲元件

54：計數器

6：電壓測量電路

61：電壓限制器

62：電阻器

63：電流感測器

64：評估電路

601：第一電容器

602：第二電容器

603：第一開關

604：第二開關

605：第三開關

606：第四開關

607：第五開關

608：第六開關

609：S/H 電路

610：邏輯

642、643：電流鏡

7：相交檢測電路

71：比較器

72：電壓源

8：導通時間控制電路

85、86：函數產生器

9：導通時間控制電路

95：第一函數產生器

96：第二函數產生器

97：乘法器

GND：接地節點

S₁₂：第一電壓測量訊號

S98：參考訊號

S_{FB}：回饋訊號

S_{RAMP2}：斜坡訊號

S_{ZC_REF}：預定次數

I_{AUX}：輔助電流

T_{ON}：導通時間

T_{ON1}：第一導通時間區段

T_{ON2}：第二導通時間區段

t_{DEMAG}：驅動週期中的消磁時刻

T_{DEL}：延遲時間

V1：第一測量值

V2：第二測量值

V_{AUX}：輔助電壓。

V_{ZCD}：過零檢測電壓

V_{OUT}：輸出電壓

I_{OUT}：輸出電流

I64：輸出電流

I_{N8}：第一電流

I_{N9} ：第二電流

【發明申請專利範圍】

【請求項1】一種用於驅動一電力轉換器中的一開關的方法，包括：

驅動該開關，該開關耦接至在該電力轉換器中的一電感器，該開關在連續的驅動週期中被驅動，每個驅動週期包括控制該開關的一導通時間和一關斷時間，

其中，驅動該開關包括：

根據一回饋訊號控制在一第二驅動週期中的該開關的一導通時間的持續時間的一幅值，該第二驅動週期發生在該驅動週期中的一第一驅動週期之後，

其中，控制在該第二驅動週期中的該導通時間的持續時間包括：

根據該回饋訊號調整在該第二驅動週期中的該導通時間的持續時間的一第一導通時間區段（TON1）；

獲得該第一驅動週期中的一消磁時刻與該第一驅動週期的結束之間的一延遲時間的持續時間；以及

根據該延遲時間的持續時間調整在該第二驅動週期中的該導通時間的持續時間的一第二導通時間區段（TON2）。

【請求項2】如請求項1所述的方法，更包括：

調整該第二導通時間區段使得該第二導通時間區段的持續時間與該延遲時間的持續時間實質上成比例。

【請求項3】如請求項1所述的方法，更包括：

調整該第二導通時間區段使得該第二導通時間區段的持續時間與該延遲時間的持續時間實質上成正比，且與從該導通時間的一開始以來的一持續時間實質上成反比。

【請求項4】如請求項3所述的方法，更包括：

測量耦接至該電感器的一輔助繞組的兩端的一輔助電壓；

其中在該驅動週期中驅動該開關包括：檢測該輔助電壓的過零以及在發生了一預定次數的過零之後結束該驅動週期；以及

其中該預定次數的過零取決於該回饋訊號，以及其中獲得該延遲時間的持續時間包括獲得該預定次數。

【請求項5】如請求項4所述的方法，更包括：

當該輔助電壓達到一局部最小幅值時，驅動該開關。

【請求項6】如請求項1所述的方法，其中該第二導通時間區段在該第一導通時間區段之後發生。

【請求項7】一種用於驅動一電力轉換器中的一開關的設備，包括：

一控制器，操作以：

驅動該開關，該開關耦接至在該電力轉換器中的一電感器，該開關在連續的驅動週期中被驅動，每個驅動週期包括控制該開關的一導通時間和一關斷時間；

根據一回饋訊號控制在一第二驅動週期中的該開關的一導通時間的持續時間的一幅值，該第二驅動週期發生在控制該開關的該導通時間的持續時間的第一驅動週期之後；以及

其中，控制在該第二驅動週期中的該導通時間的持續時間的該幅值包括：

(i) 根據該回饋訊號調整在該第二驅動週期中的該導通時間的持續時間的第一導通時間區段 (TON1)，(ii) 確定該第一驅動週期中的一消磁時刻與該第一驅動週期的一結束之間的一延遲時間的持續時間，以及 (iii) 根據該延遲時間

的持續時間調整在該第二驅動週期中的該導通時間的持續時間的一第二導通時間區段（TON2）。

【請求項8】如請求項7所述的設備，其中該控制器更操作以：

調整該第二導通時間區段使得該第二導通時間區段的持續時間與該延遲時間的持續時間實質上成比例。

【請求項9】如請求項7所述的設備，其中該控制器更操作以：

調整該第二導通時間區段使得該第二導通時間區段的持續時間與該延遲時間的持續時間實質上成正比，且與從該導通時間的一開始以來的一持續時間實質上成反比。

【請求項10】如請求項9所述的設備，其中該控制器更操作以：

測量耦接至該電感器的一輔助繞組的兩端的一輔助電壓；

檢測該輔助電壓的過零以及在發生了一預定次數的過零之後結束該驅動週期，

其中該預定次數的過零取決於該回饋訊號，以及其中獲得該延遲時間的持續時間包括獲得該預定次數。

【請求項11】如請求項10所述的設備，其中該控制器更操作以：

當該輔助電壓達到一局部最小幅值時，驅動該開關。

【請求項12】如請求項7所述的設備，其中該第二導通時間區段在該第一導通時間區段之後發生。

【請求項13】一種用於驅動一電力轉換器中的一開關的方法，包括：

（i）在一第一控制週期期間：

控制該開關的運作，該開關耦接至一變換器的一初級繞組，該初級繞組電感耦接到該變換器的一次級繞組，該開關的啟動在該變換器中儲存能量，來自該變換器的該能量在該開關的停用期間產生來自該次級繞組的輸出電流；以及

(ii) 在該第一控制週期之後的一第二控制週期期間：

根據一時間延遲控制啟動該開關的一導通時間的持續時間的一幅值，其中該開關耦接至該變換器的該初級繞組，該時間延遲在該變換器在該開關的該停用期間的該第一控制週期中被消磁的一第一時刻與在該第二控制週期的一開始時啟動該開關的一第二時刻之間。

【請求項14】如請求項13所述的方法，更包括：

將來自該次級繞組的該輸出電流供給至一整流器，該整流器操作來根據該輸出電流產生一輸出電壓。

【請求項15】如請求項13所述的方法，更包括：

監測從該輸出電流導出的一輸出電壓的一幅值； 以及

根據相對於一參考電壓的該輸出電壓的該幅值來控制該時間延遲的一幅值。

【請求項16】如請求項13所述的方法，其中該初級繞組的兩端的一電壓在該時間延遲期間經歷寄生振盪，該方法還包括：

監測該寄生振盪。

【請求項17】如請求項16所述的方法，更包括：

利用檢測到的該寄生振盪的峰值或谷值來確定在該第二控制週期中啟動該開關的一開始時間。

【請求項18】如請求項13所述的方法，更包括：

在該第一控制週期中該開關的啟動期間產生對應於該初級繞組的一電壓幅值的一第一測量值；

在該第一控制週期中該開關的停用期間產生對應於該初級繞組的該電壓幅值的一第二測量值；以及

至少部分地根據的該第一測量值與該第二測量值來控制在該第二控制週期中啟動該開關的該導通時間的持續時間的該幅值。

【請求項19】 如請求項13所述的方法，更包括：

監測電感耦接至該初級繞組的一輔助繞組的一輔助電壓；

監測與該輔助電壓相關的過零的發生；以及

檢測到一預定次數的過零之後，結束該第一控制週期，該預定次數的過零取決於一回饋訊號，該回饋訊號是根據一輸出電壓與一參考電壓的一比較而被產生，該輸出電壓是從該輸出電流導出。

【請求項20】 一種用於驅動一電力轉換器中的一開關的設備，包括：

一控制器，操作以執行請求項 1 的方法。

【發明圖式】

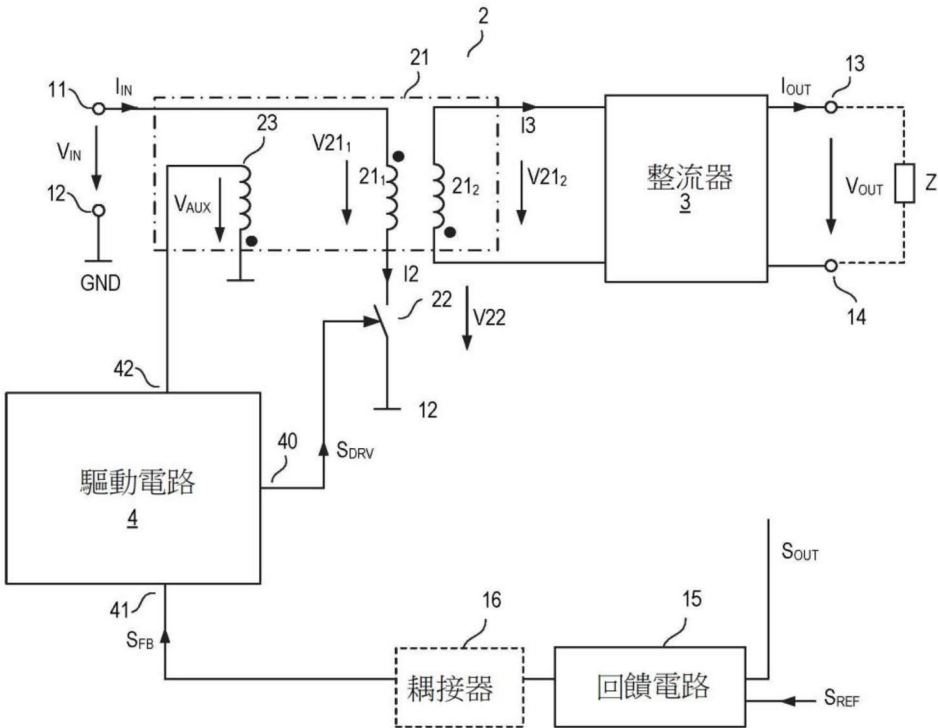


圖1

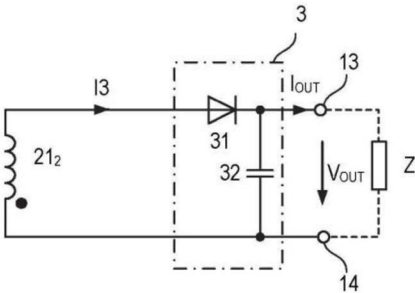


圖2

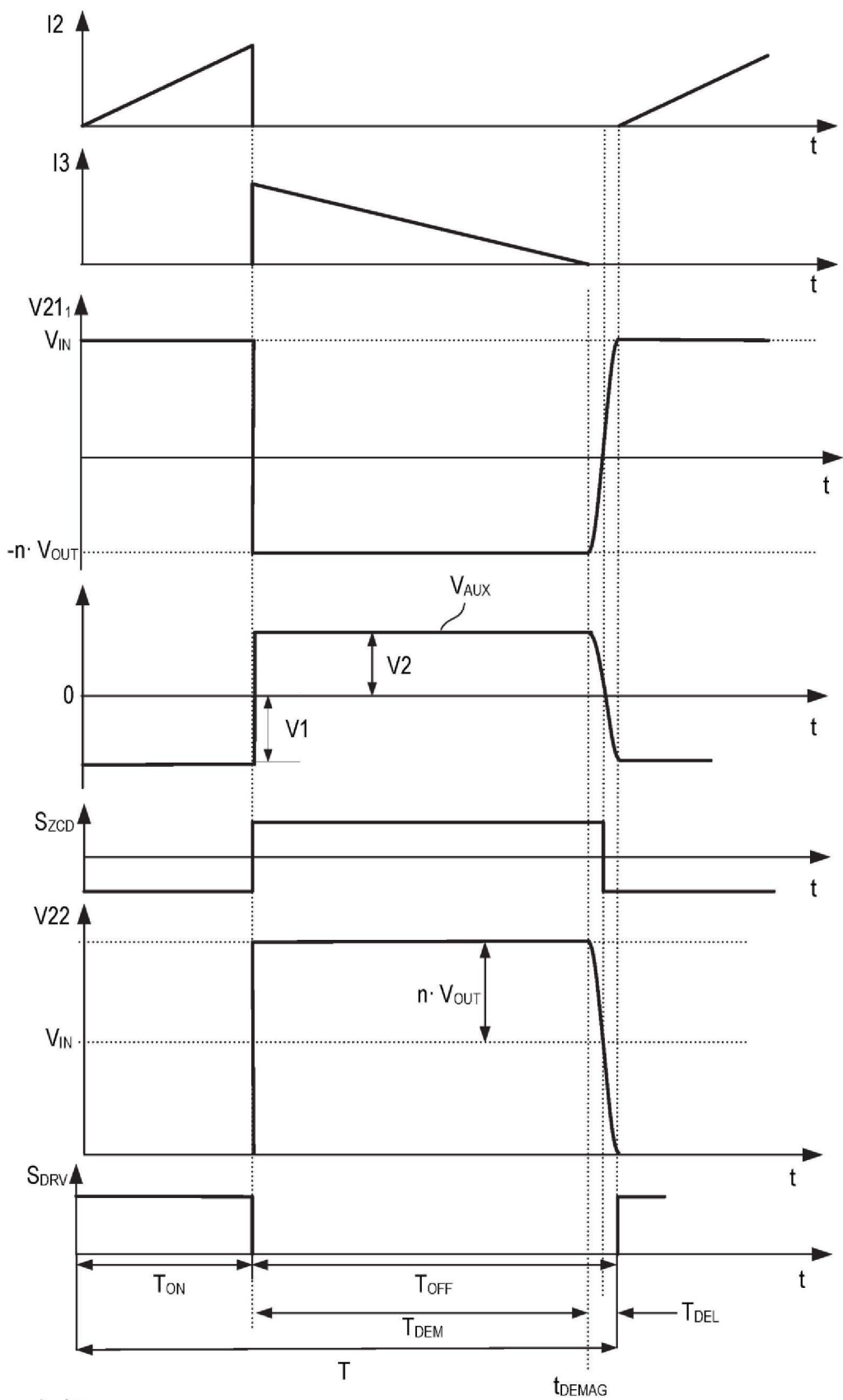


圖3

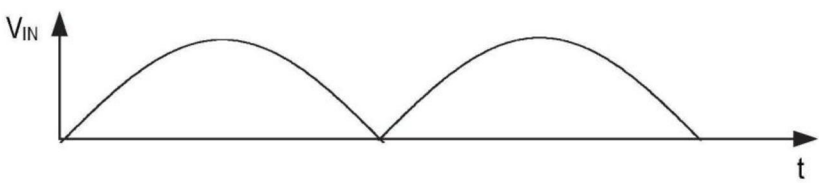


圖4

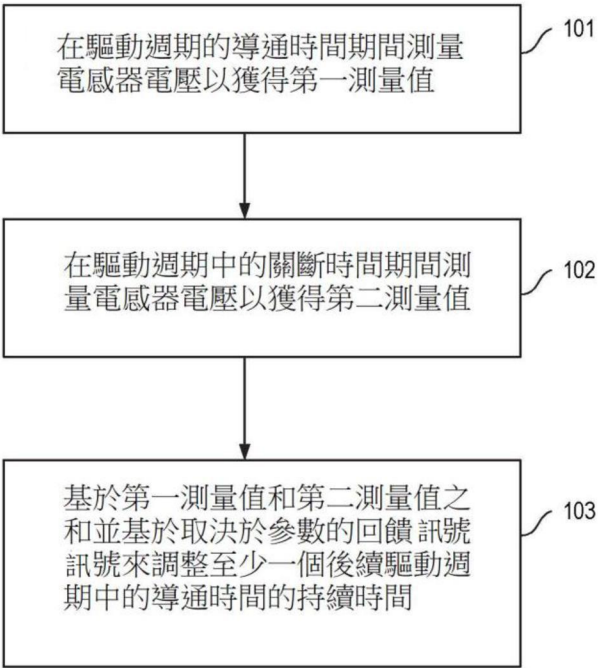


圖5

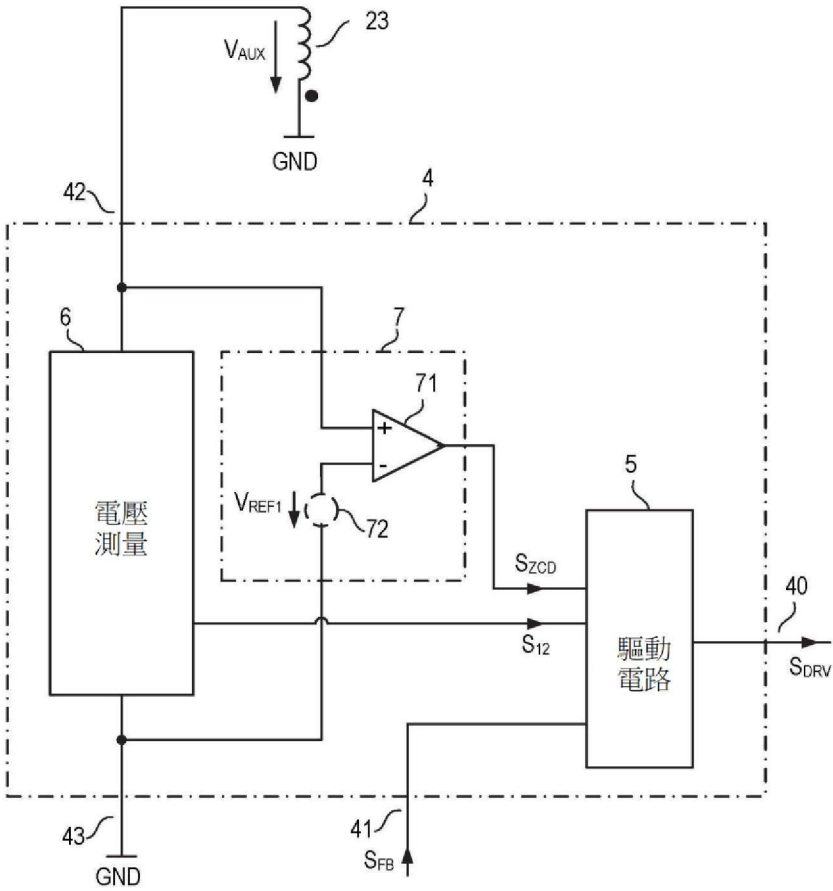


圖6

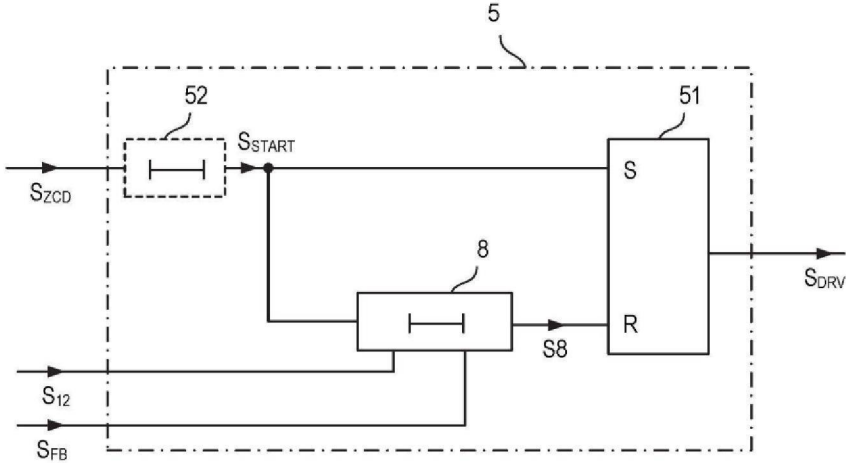


圖7

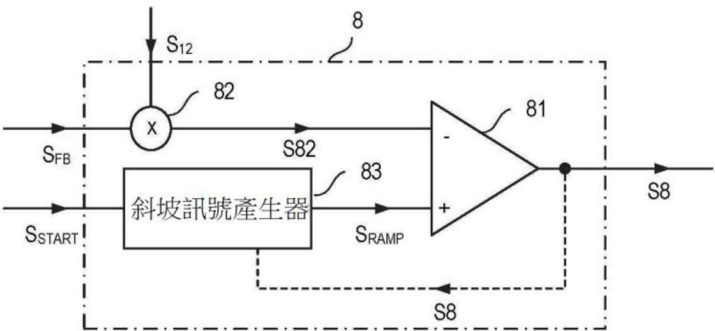


圖8

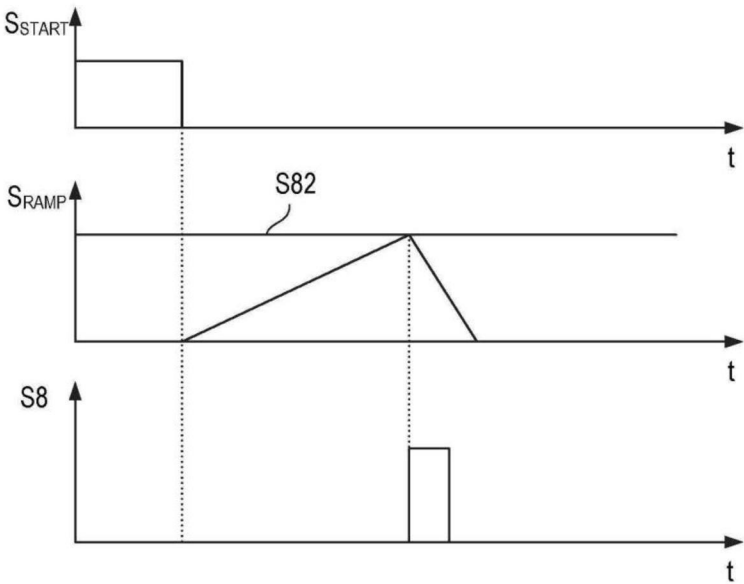


圖9

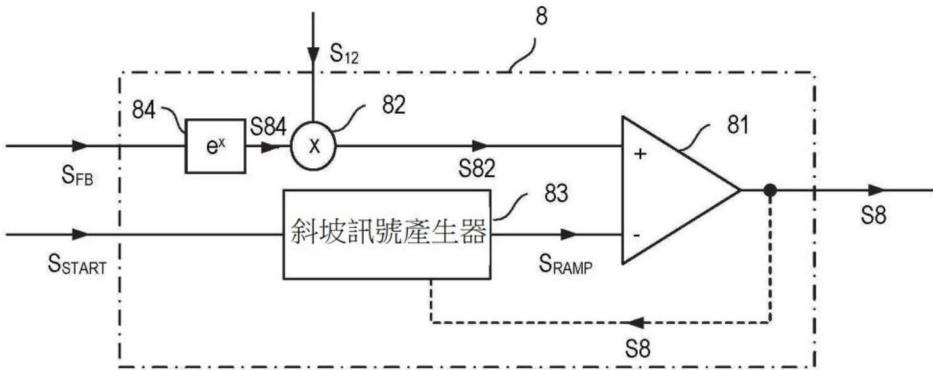


圖10

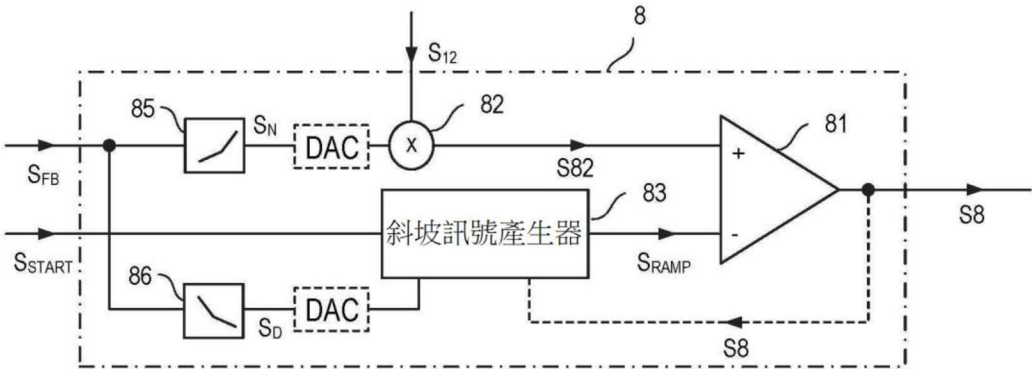


圖11

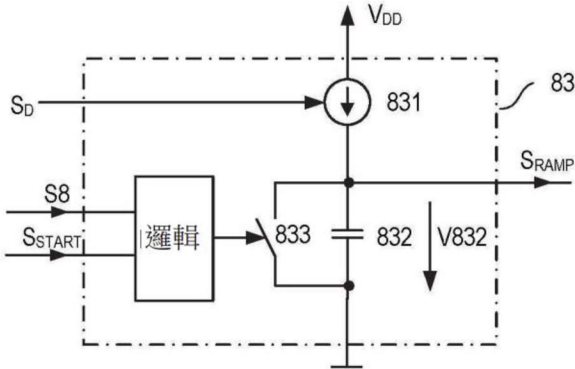


圖12

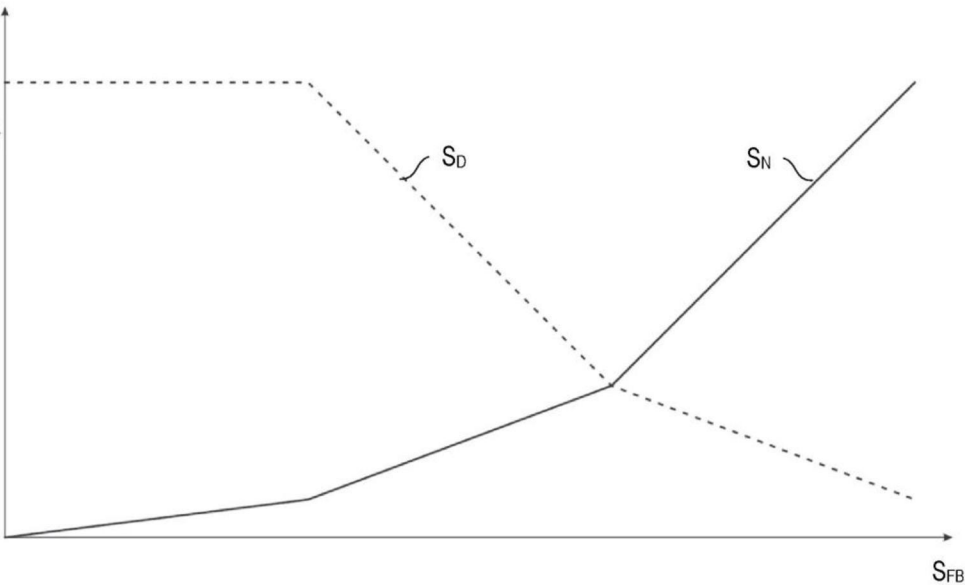


圖13

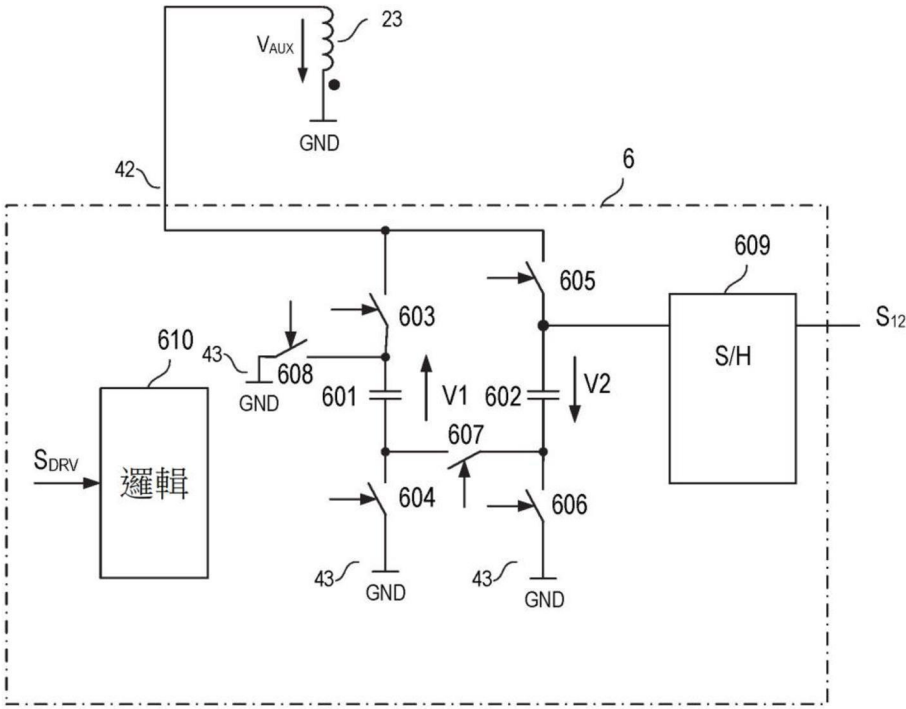


圖14

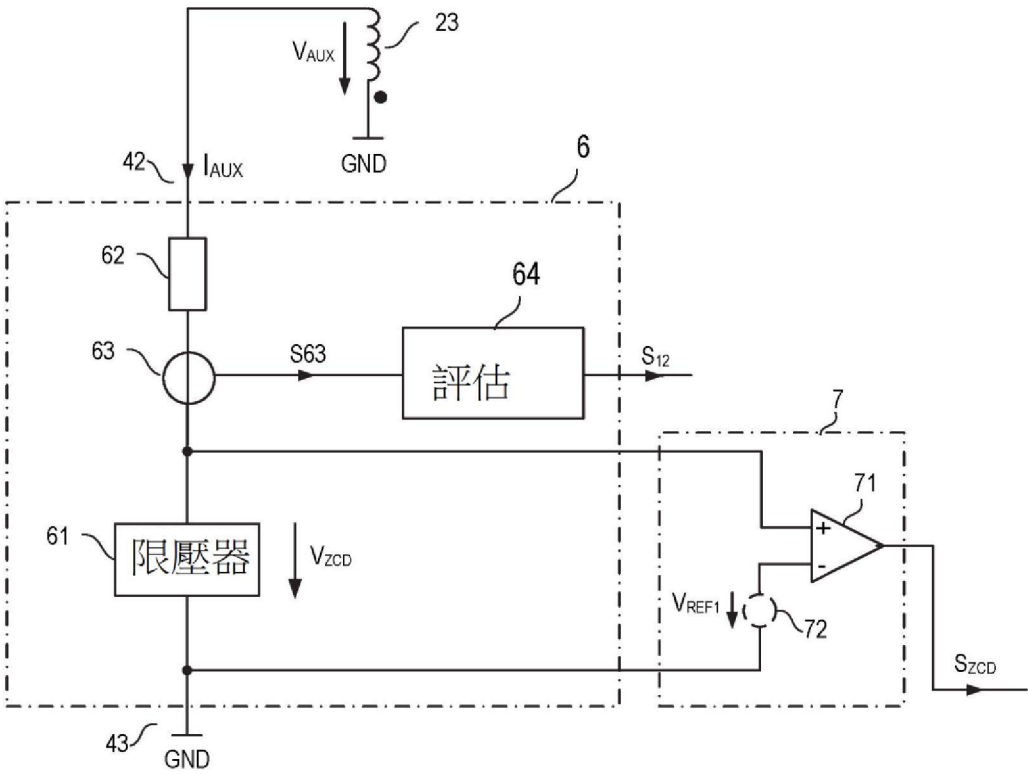


圖15

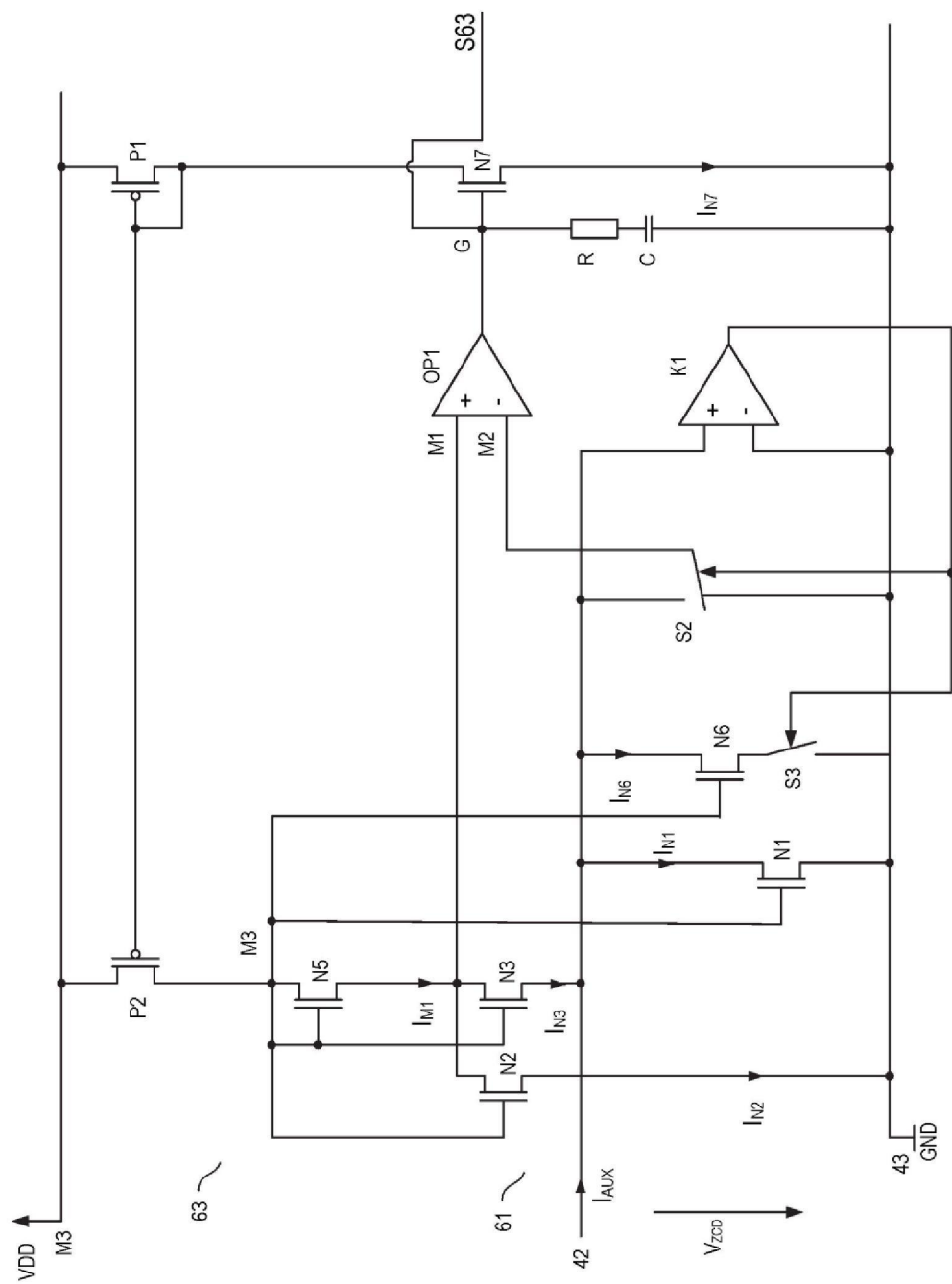


圖16A



圖 16B

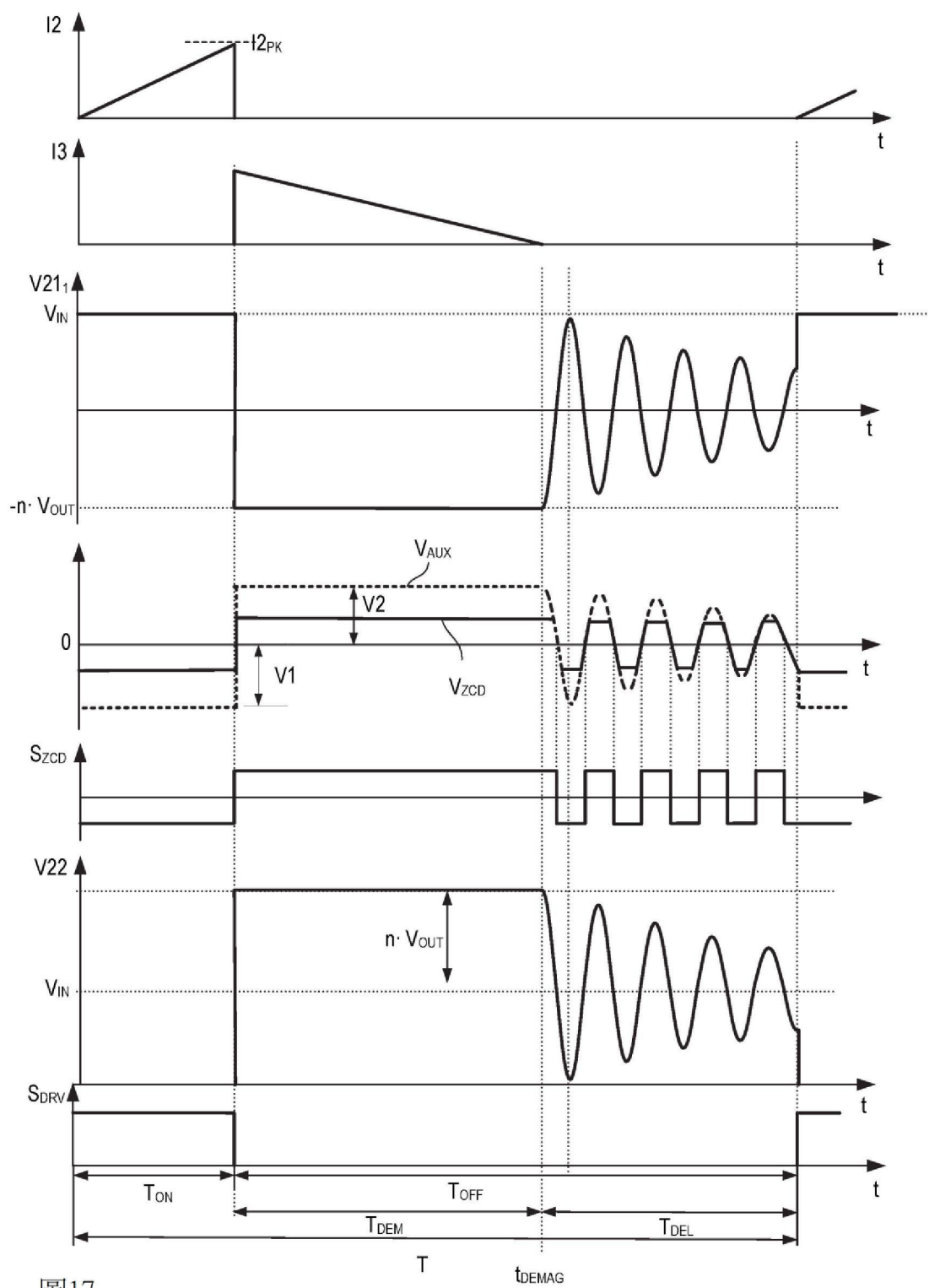


圖17

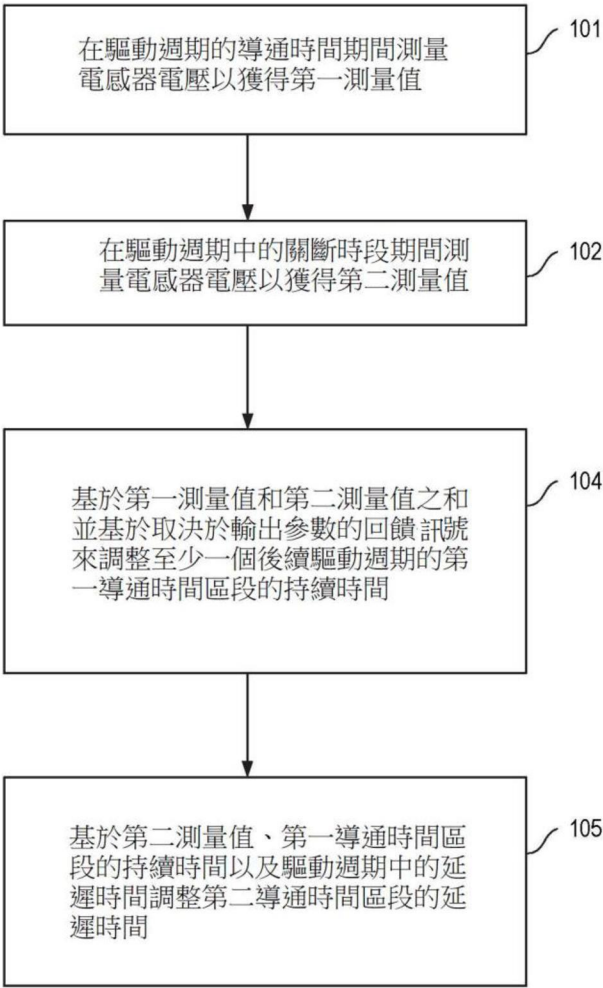


圖18

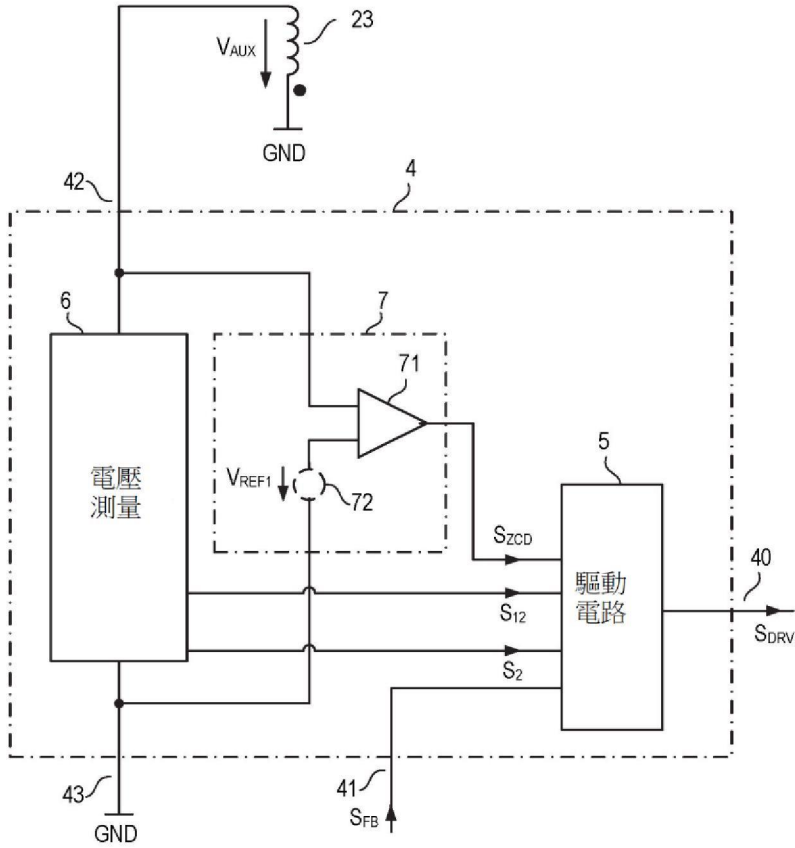


圖19

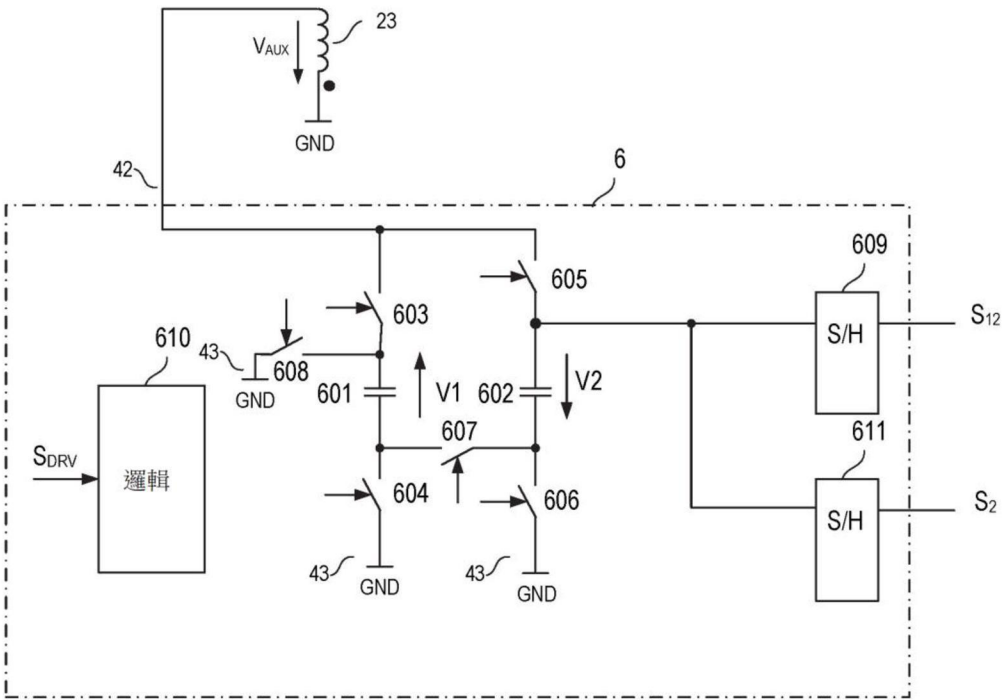


圖20



圖 21

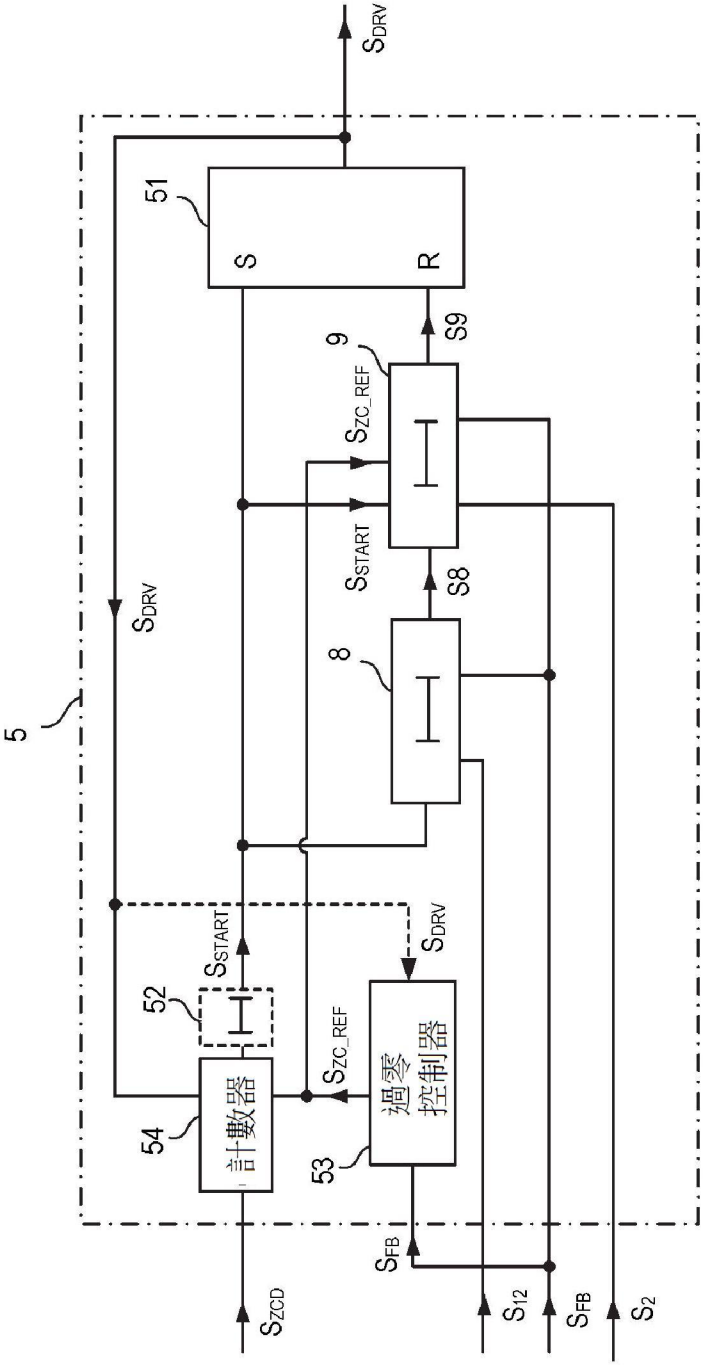


圖22

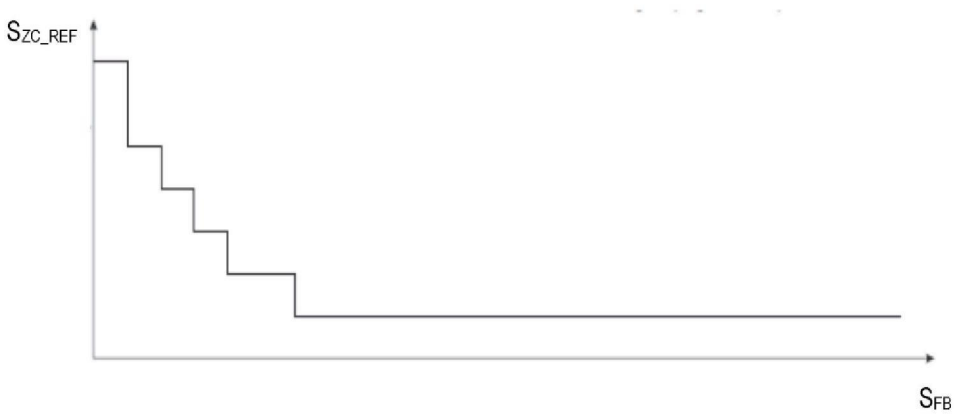


圖23

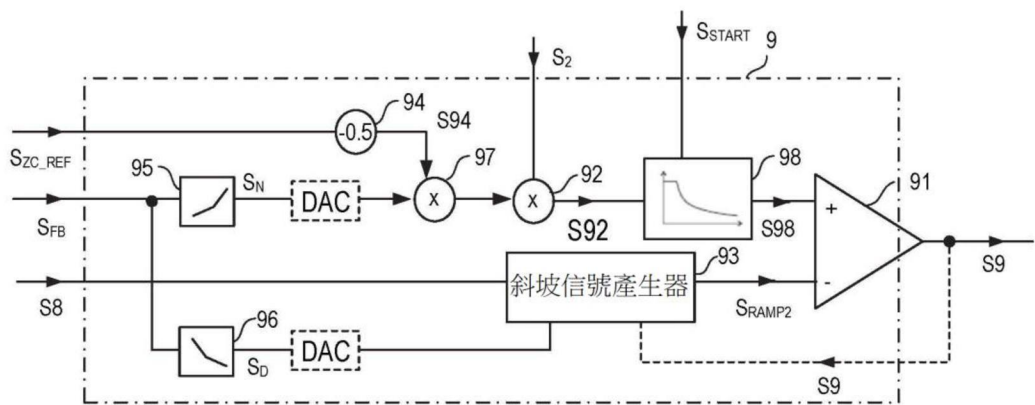


圖24

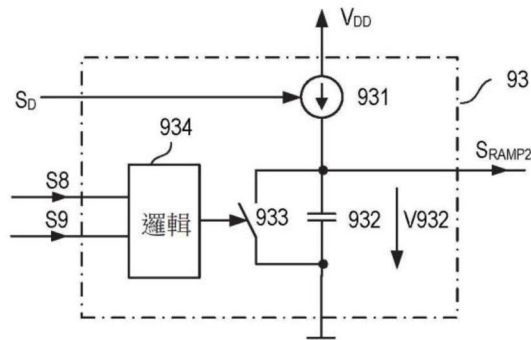


圖25

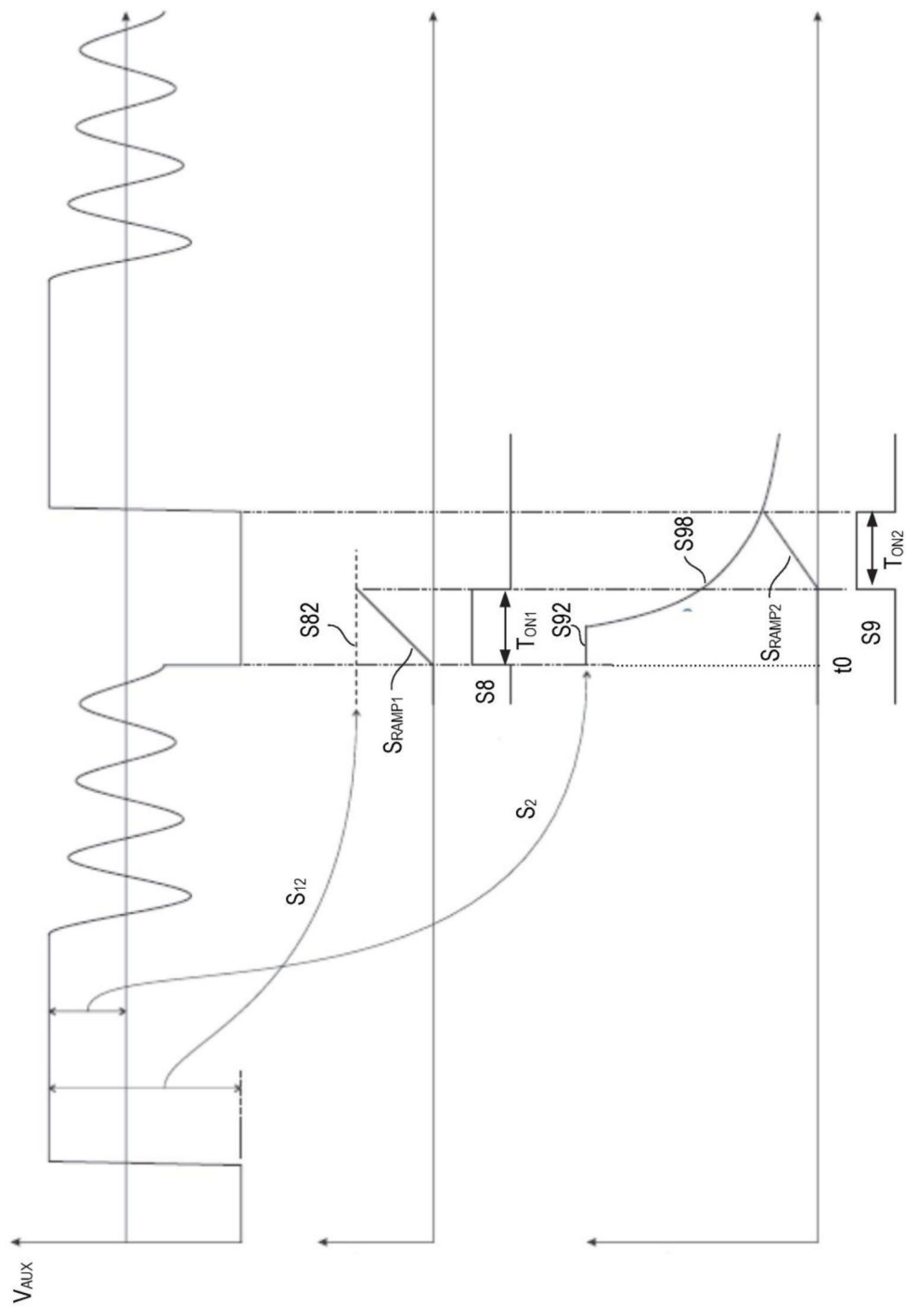


圖26

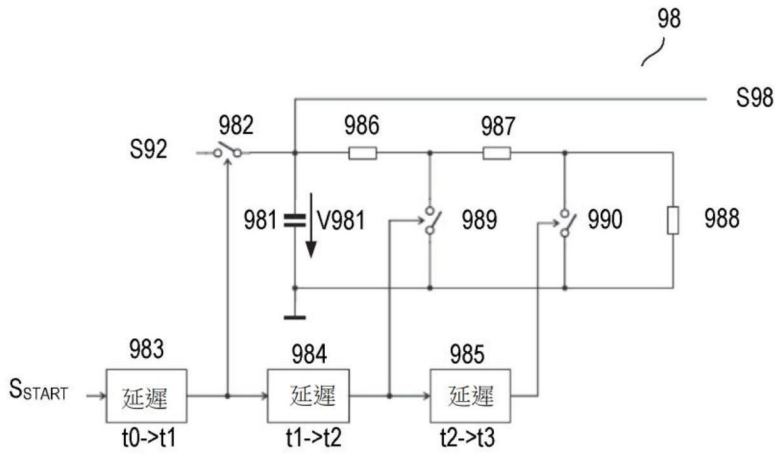


圖27

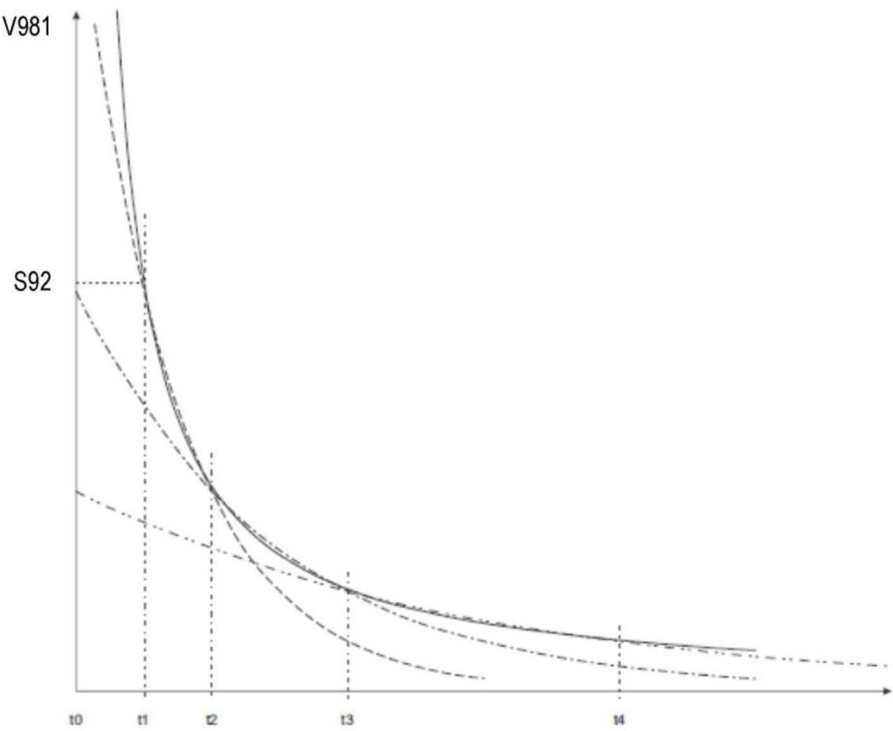
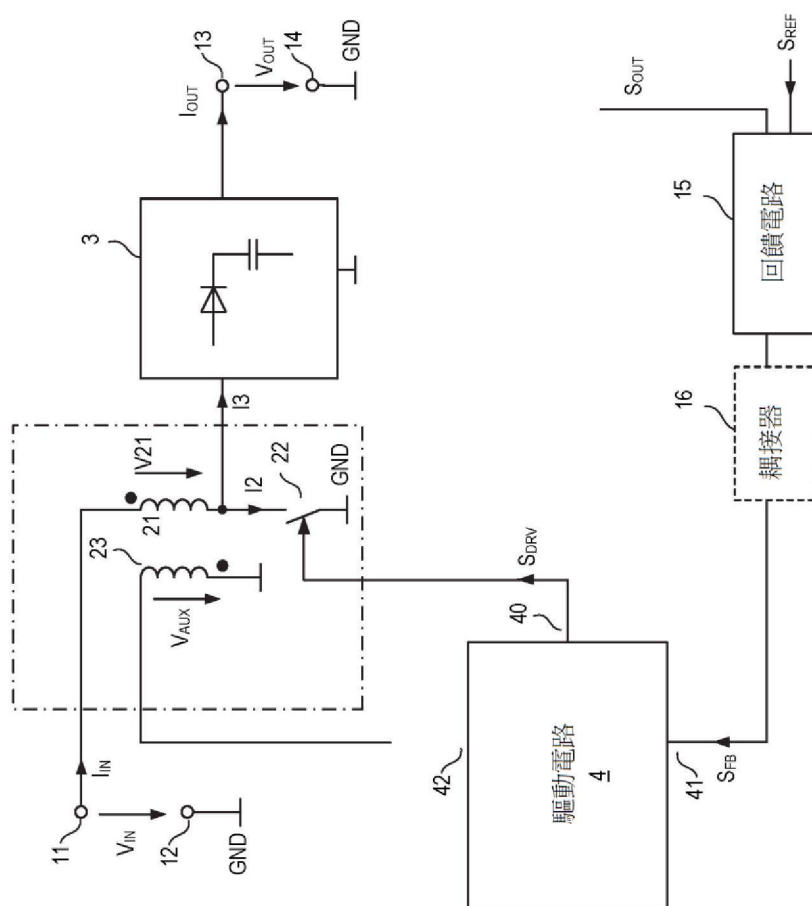


圖28



29

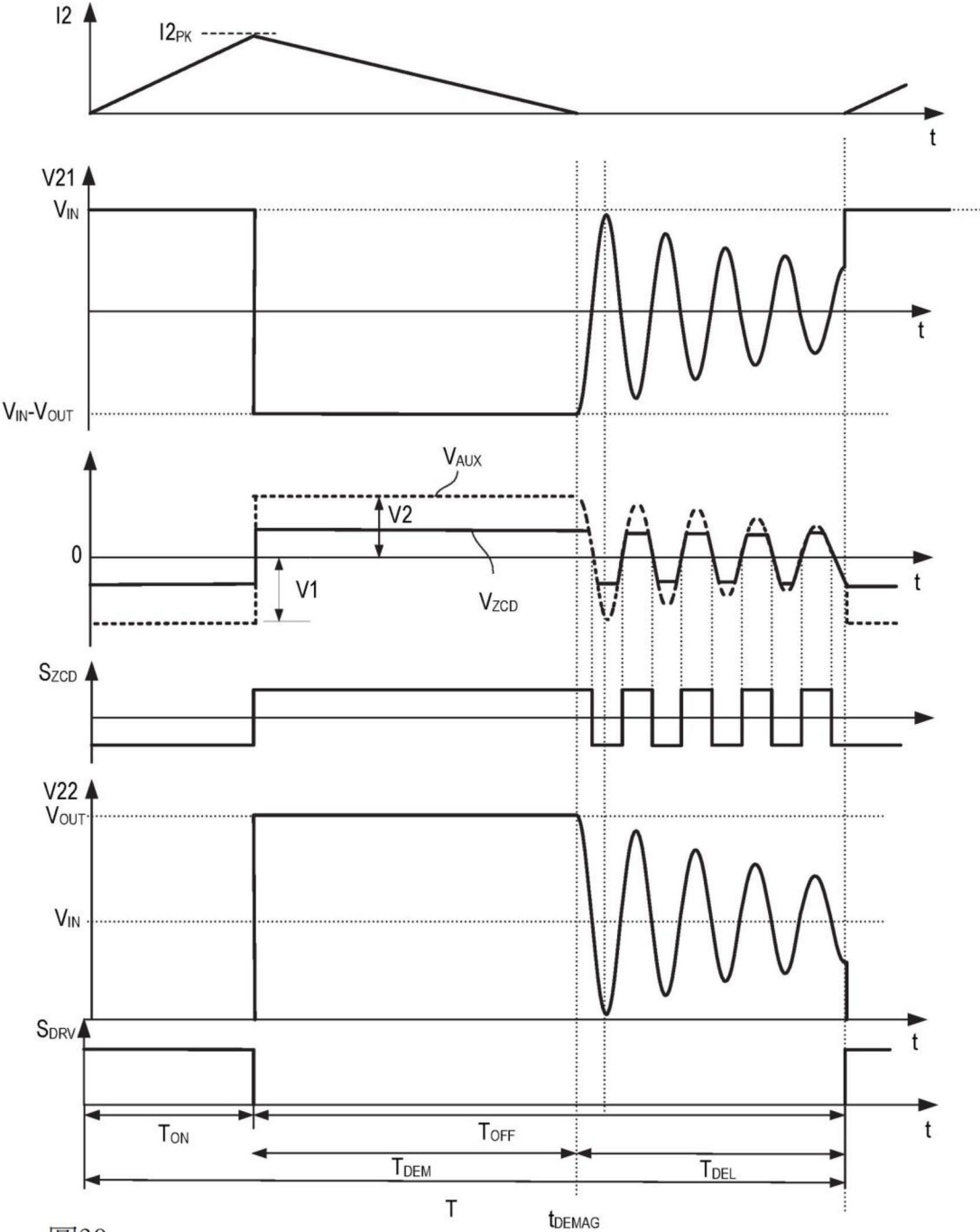


圖30