

四、聲明事項：

☐ 主張專利法第二十二條第二項 ☐ 第一款或 ☐ 第二款規定之事實，其事實發生日期為：。

☒ 申請前已向下列國家（地區）申請專利：

【格式請依：受理國家（地區）、申請日、申請案號 順序註記】

☒ 有主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

1. 日本、 2006/02/07、 2006-030036

☐ 無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

☐ 主張專利法第二十九條第一項國內優先權：

【格式請依：申請日、申請案號 順序註記】

☐ 主張專利法第三十條生物材料：

☐ 須寄存生物材料者：

國內生物材料 【格式請依：寄存機構、日期、號碼 順序註記】

國外生物材料 【格式請依：寄存國家、機構、日期、號碼 順序註記】

☐ 不須寄存生物材料者：

所屬技術領域中具有通常知識者易於獲得時，不須寄存。

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

相關申請案對照

- 本發明是以於2006年2月7日提出申請之日本專利申請案第2006-030036號案為基礎並且主張該專利申請案之優先權的利益，該專利申請案的整個內容是被併合於此中作為參考。

發明領域

- 本發明有關於一種電流控制式DC-DC變換器的控制，更特別地，是有關於在電流控制式DC-DC變換器之電源開啟與電源關閉時輸出電壓的控制。

【先前技術】

發明背景

- 日本未審查專利公告案第H9-154275號案揭露一種旨在防止輸出電壓上升/下降特性在電源開啟/在電源關閉時對負載之依賴的DC-DC變換器控制電路。這電路是為一種電壓控制式DC-DC變換器控制電路。

- 如在第7圖中所示，在一個DC-DC控制電路105中，一個固定電流電路I100是為一個當切換電路S100是關閉俾在一個固定時間中升高一個平穩-起動電容器C120之電位時把該平穩-起動電容器C120充電的充電電路。

一個誤差放大器110把一個在一個由電阻R100與R200分割之電壓與一個參考電壓值之間，或者在一個參考電壓e100之低電壓值與該平穩-起動電容器C120之電壓之間的

差放大，並且輸出該輸出到一個PWM電容器130。

當該固定電流電路I100把該平穩-起動電容器C120充電時，由於控制是被執行俾逐漸升高該決定一個DC-DC變換器之輸出電壓的參考電壓值俾可在一個固定時間之後輸出一個正常電壓值，該DC-DC變換器的輸出電壓是在沒有端視負載而定下由一個由該平穩-起動電容器C120之電容所決定的時間常數來控制。

一個AND電路AND 100由於一個控制一個負載電容放電之有效/無效之DSCHG訊號是為高(有效)和一個控制在電源-關閉之ON/OFF之ON訊號變成低的結果而變成高位準。

當該AND電路AND 100輸出高位準時，一個負載電容放電切換電路S200到達一個ON狀態、把一個在該DC-DC變換器輸出與地線之間的部份短路、並且在沒有端視該DC-DC變換器之負載而定下強迫地釋放該DC-DC變換器的輸出負載電容。

此外，一個電流控制型DC-DC變換器是在第8圖中顯示。

一個電壓放大器AMP1把一個由流到電流測量電阻RS1之電流所引致的電壓降放大並且輸出一個與流動到該電流測量電阻RS1之電流成比例的電壓VP。

一個誤差放大器ERA1把一個在施加到兩個非反相輸入端之電壓中之較低之一者與施加到反相輸入端之電壓之間的差放大並且輸出一個電壓VC。

一個振盪器OSC 100在固定頻率下產生脈衝俾可周
性地設定一個正反器電路FF。當該正反器電路FF被設定
時，一個是為主切換電晶體的MOS電晶體FET1被打開而一
個是為同步整流開關的MOS電晶體FET2被關閉。

- 5 當該電壓放大器AMP1的輸出VP變成比該誤差放大器
ERA1的輸出VC大時，一個電壓比較器COMP1重置該正反
器電路FF俾可關閉該MOS電晶體FET1。

- 一個切換電路SW21是為一個把固定電流電路I2連接
到平穩-起動電容器CS2的電路，而一個切換電路SW22是為
10 一個把放電電阻RD2連接到該平穩-起動電容器CS2的電
路。

- 與在日本未審查專利公告案第H9-154275號案中所揭
露之電壓控制型DC-DC變換器的情況相似，一個參考電壓
e1和該平穩-起動電容器CS2是連接到該誤差放大器ERA1
15 的非反相輸入端。響應於電源-啟動，該平穩-起動電容器
CS2是由該固定電流電路I2充電以致於電壓逐漸上升。當該
平穩-起動電容器CS2的電壓是比該參考電壓e1低時，該誤
差放大器ERA1區別該輸出電壓VOUT的分壓值與該平穩-
起動電容器CS2的電壓以供放大並且輸出該電壓VC。

20 【發明內容】

發明概要

在以上所述的習知DC-DC變換器中，不管它是電壓控
制型抑或是電流控制型，在由於電源-啟動而起的起動時
間，該平穩-起動電容器之由固定電流電路所逐漸改變的端

電極是被提供作為一個參考電壓，一個所謂的平穩-起動運作輸出，在其中，輸出電壓VOUT逐漸上升，是被執行。在由於電源-啟動而起的起動時間，該平穩-起動電容器的端電壓是被提供作為該誤差放大器的參考電壓，而在直到一個

5 穩定運作狀態為止的時間期間，它是一個比該參考電壓 e_1 低的電壓。供應一個有限電能量到該輸出電壓VOUT是適足的，而在一些周期中是不需要電源供應器。

然而，在電流控制型DC-DC變換器中，在每個由振盪器OSC100之頻率所決定的周期中該MOS電晶體FET1是被

10 打開。即使在不需電源供應到該輸出電壓VOUT的周期中，電源供應是被起動。再者，在以前被打開的MOS電晶體FET1是被OFF-控制之前，構成該DC-DC變換器之控制之電路的時間延遲是被要求。在這時間期間，該MOS電晶體FET1的ON狀態是無條件地持續。

15 特別地，當該DC-DC變換器的負載是輕時，一段時間，電流控制型DC-DC變換器的輸出電壓VOUT在該段時間上升超過一個由該平穩-起動電容器CS2所設定之電壓值，會出現。一個例子是被顯示在第9圖中。在該MOS電晶體FET1的導通控制中，藉著在每個由振盪器OSC100所作用之振盪

20 周期中由於從ON控制到OFF控制之電路反應而起之時間延遲的影響及在該平穩-起動電容器CS2之端電壓上的上升，在起動時間的該輸出電壓VOUT在沒有顯示一個平滑斜波形下會階梯式地上升。由該平穩-起動電容器CS2之由固定電流電路I2所作用之充電運作所期待之輸出電壓VOUT的

不實現平滑斜控制亦是可能的問題。

本發明是有鑑於以上所述的技術背景來被完成，而且本發明之目的是為提供一種電流控制型DC-DC變換器控制電路、一種電流控制型DC-DC變換器、及一種用於控制電
5 流控制型DC-DC變換器的方法，其能夠在電流控制型DC-DC變換器之電源-開啟時間與電源-關閉時間中之任一者或者兩者之時平滑地執行輸出電壓的斜面控制。

為了達成以上之目的，根據本發明之第一特徵，一種電流控制型DC-DC變換器控制電路是被提供，該控制電路
10 包含一個在DC-DC變換器之週期性切換控制的時序指示的振盪電路，其中

當該切換控制是處於一個在停止狀態與穩定運作狀態之間的轉態狀態時，該振盪電路在DC-DC變換器之輸出電壓值隨著時間逝去而上升的轉態狀態中逐漸增加振盪頻率
15 及在DC-DC變換器之輸出電壓值隨著時間逝去而下降的轉態狀態中逐漸降低振盪頻率。

此外，根據本發明的第二特徵，一種電流控制型DC-DC變換器是被提供，該DC-DC變換器包含一個在週期性切換控制的時序指示的振盪電路，其中

20 當該切換控制是處於一個在停止狀態與穩定運作狀態之間的轉態狀態時，該振盪電路在DC-DC變換器之輸出電壓值隨著時間逝去而上升的轉態狀態中逐漸增加振盪頻率及在DC-DC變換器之輸出電壓值隨著時間逝去而下降的轉態狀態中逐漸降低振盪頻率。

根據本發明的電流控制型DC-DC變換器控制電路與電
流控制型DC-DC變換器，該DC-DC變換器是由該振盪電路
藉週期性時序切換-控制。當該切換控制是處於一個在停止
狀態與穩定運作狀態之間的轉態狀態時，該振盪電路的振
盪頻率在DC-DC變換器之輸出電壓值隨著時間逝去而上升
5 的轉態狀態中逐漸增加及在DC-DC變換器之輸出電壓值隨
著時間逝去而下降的轉態狀態中逐漸降低。

再者，根據本發明的第三特徵，一種用於控制電流控
制型DC-DC變換器的方法是被提供，週期性切換控制是由
10 該DC-DC變換器執行，該方法包含如下之步驟：

在穩定運作狀態中執行切換控制一個第一周期，且
當該切換控制是處於一個在停止狀態與穩定運作狀態
之間的轉態狀態時，於該第一周期為最短的周期下，在
DC-DC變換器之輸出電壓值隨著時間逝去而上升的轉態狀
態中逐漸增加振盪周期，及於該第一周期為最短的周期
15 下，在DC-DC變換器之輸出電壓值隨著時間逝去而下降的
轉態狀態中逐漸降低振盪周期。

根據本發明之用於控制電流控制型DC-DC變換器的方
法，為了該DC-DC變換器，週期性切換控制是被執行。在
一個穩定運作狀態中，切換控制是藉一個第一周期來被執
行，而且當處於一個在停止狀態與穩定運作狀態的轉態狀
態時，振盪周期在DC-DC變換器之輸出電壓值隨著時間逝
去而上升的轉態狀態中於該第一周期為最短的周期下被逐
漸增加，及振盪周期在DC-DC變換器之輸出電壓值隨著時
20

間逝去而下降的轉態狀態中於該第一周期為最短的周期下被逐漸降低。

因此，該振盪電路的振盪頻率在輸出電壓根據一個起動指示逐漸上升的過程中逐漸增加或者/及該振盪頻率在輸出電壓根據一個停止指示逐漸下降的過程中逐漸降低，因此，當該DC-DC變換器處於一個在停止狀態與穩定運作狀態之間的轉態狀態時，該切換控制的時間間隔能夠被延伸。

在輸出電壓由於起動指示或者停止指示的轉態持續期間中，即使在切換控制於該振盪電路的每個周期中被執行時，無過多的電力被供應到該輸出電壓，因此，輸出電壓能夠被造成具有平滑斜波形。

本發明之以上和進一步之目的與新穎性特徵將會由於後面配合該等附圖的詳細說明而更完整地呈現。然而，要了解的是，該等圖式是為舉例說明而已並不是傾向於作為本發明之限制的定義。

圖式簡單說明

第1圖是為第一實施例的電路圖。

第2圖是為一個振盪電路的具體例子。

第3圖是為一個振盪訊號CK的波形圖。

第4圖是為一個顯示一個振盪電路之振盪頻率特性的圖表。

第5圖是為一個顯示該第一實施例之變化的電路圖。

第6圖是為用於執行輸出電壓之斜面控制之另一個裝

置的電路圖。

第7圖是為一種習知技術的電路圖(電壓控制型)。

第8圖是為一種習知技術的電路圖(電流控制型)。

第9圖是為一個顯示在第8圖中於起動時間一個輸出波

5 形之斜波形的圖。

【實施方式】

較佳實施例之詳細說明

於此後，電流控制型DC-DC變換器控制電路、電流控制型DC-DC變換器、及其之控制方法的實施例將會根據第1

10 圖至第6圖來詳細地作描述。

第1圖是為一個顯示第一實施例之電流控制型DC-DC變換器的電路圖。這是一個步降式結構。此外，它具有同步整流系統的電路結構。

一個是為主切換元件之MOS電晶體FET1的汲極端是
15 被輸入有一個輸入電壓VIN，而源極端是連接到一個抗流線圈L1的輸入端和一個是為同步整流切換元件之MOS電晶體FET2的汲極端。該MOS電晶體FET2的源極端是連接到一個地電位。此外，該MOS電晶體FET1的閘極端是連接到一個控制電路10的輸出端(DH)，而該MOS電晶體FET2的閘極端
20 是連接到該控制電路10的輸出端(DL)。該抗流線圈L1的輸出端是連接到一個電流測量電阻RS1的輸入端和該控制電路10的輸入端(FB0)。該電流測量電阻RS1的輸出端是連接到一個平滑電容器C1而且是被設置作為該DC-DC變換器的輸出端VOUT。該平滑電容器C1的另一端是連接到一個地

電位。此外，該輸出端VOUT是連接到該控制電路10的輸入端(FB1)。

該控制電路10是為一個藉由切換該等MOS電晶體FET1和FET2之控制來執行控制俾使一個由同步整流系統運作之步降式變換器以電流控制型式運作的電路。該DC-DC變換器的輸出電壓VOUT是由串聯連接在該輸入端(FB1)與地電位之間的一個輸入電阻R1與一個接地電阻R2來分割而且是被輸入到一個誤差放大器ERA1的非反相輸入端。該誤差放大器ERA1的第一非反相輸入端是被輸入有來自地電位的參考電壓e1，而一個平穩-起動電容元件CS2是經由一個平穩-起動端(C2)來連接到第二非反相輸入端。該誤差放大器ERA1的輸出電壓VC是輸入到一個電壓比較器COMP1的反相輸入端。

該等輸入端(FB1)和(FB0)分別連接到電壓放大器AMP1的反相輸入端和非反相輸入端。該電壓放大器AMP1的輸出電壓VP是輸入到該電壓比較器COMP1的非反相輸入端。該電壓比較器COMP1的輸出端是連接到一個正反器電路FF的重置端(R)。

該正反器電路FF的設定端(S)是輸入有一個從稍後作描述之振盪電路OSC輸出的振盪訊號CK。該正反器電路FF的非反相輸出端(Q)是連接到該控制電路的輸出端(DH)，而反相輸出端(*Q)是連接到該控制電路10的輸出端(DL)。在這裡，該正反器電路FF的設定端(S)是由一個低-位準訊號輸入所觸發，而該重置端(R)是由一個高-位準訊號輸入所觸

發。

一個切換電路SW21是為一個經由平穩-起動端(C2)把固定電流電路I2連接到平穩-起動電容元件CS2的電路。電流是響應於一個起動指示(未被描繪)來傳導貫穿其間，而且在停止指示(未被描繪)被發送的時點被造成不傳導。此外，一個切換電路SW22是為一個經由平穩-起動端(C2)把一個放電電阻元件RD2連接到平穩-起動電容元件CS2的電路。電流是響應於一個停止指示來傳導貫穿其間，而且在一個起動指示被發送的時點被造成不傳導。

10 該振盪電路OSC包含一個頻率設定部份FSET與一個電容元件CS1。該電容元件CS1是設置在該頻率設定部份FSET的控制輸入端與一個地電位之間。就該頻率設定部份FSET而言，一個振盪頻率是根據被輸入至該控制輸入端之電容元件CS1的端電壓來被設定，而且振盪訊號CK是被輸出。

15 該電容元件CS1是由一個與平穩-起動電容元件CS2之充電/放電電路相似的電路結構充電和放電。即，一個切換電路SW11是為一個把固定電流電路I1連接到電容元件CS1的電路。電流是響應於一個起動指示(未被描繪)來傳導貫穿其間，而且在停止指示(未被描繪)被發送的時點被造成不傳導。藉著該切換電路SW11的導通，一個到該電容元件CS1的電流路徑(充電路徑)被建立。此外，一個切換電路SW12是為一個把一個放電電阻元件RD1連接到電容元件CS1的電路。電流是響應於一個停止指示來傳導貫穿其間，而且在一個起動指示被發送的時點被造成不傳導。藉著切換電

20

路SW12的導通，一個自該電容元件CS1出來的電流路徑(放電路徑)被建立。

在這裡，該電容元件CS1是為第一電容元件的例子。此外，該固定電流電路I1是為第一電流部份與充電電流部份的例子，而電阻元件是為第二電流部份與放電電流部份的例子。該切換電路SW11是為第一切換電路的例子，而該切換電路SW12是為第二切換電路的例子。

該振盪電路OSC以預定的振盪頻率輸出該振盪訊號CK俾可設定該正反器電路FF。響應於該正反器電路FF的設定，該非反相輸出端(Q)變成高位準而該反相輸出端(*Q)變成低位準。這使得該MOS電晶體FET1與該MOS電晶體FET2分別經由該等輸出端(DH)與(DL)來導通與不導通。

該誤差放大器ERA1誤差-放大一個在一個藉著由輸入電阻R1與接地電阻R2分割該輸出電壓VOUT來被得到之輸入到該反相輸入端之電壓與一個參考電壓之間的差，或者被輸入到該兩個非反相輸入端之電壓中之較低的電壓位準，並且輸出該電壓VC。該電壓放大器AMP1輸出一個藉由把一個由流動到該電流測量電阻RS1之電流所引起之電壓降放大來被得到的電壓VP。該等電壓VC和VP是分別輸入到該電壓比較器COMP1的反相輸入端和非反相輸入端。該電壓比較器COMP1由於電壓VP到達電壓VC的結果而重置該正反器電路FF。響應於該正反器電路FF的重置，該非反相輸出端(Q)變成低位準而該反相輸出端(*Q)變成高位準。這使得該MOS電晶體FET1與該MOS電晶體FET2分別經

由輸出端(DH)與(DL)來不導通與導通。該電壓VC的電壓位準是根據輸入到誤差放大器ERA1之訊號的誤差電壓來被決定。因此，該分割電壓相對於該參考電壓來說越低位準，線圈電流的峰電流值被控制越大，而當該分割電壓趨近該參考電壓時該峰電流值變得越小。

當該DC-DC變換器被起動時，該切換電路SW21變成導通因此該平穩-起動電容元件CS2開始由該固定電流電路I2充電。在該平穩-起動電容元件CS2之充電的初始階段，該平穩-起動電容元件CS2的端電壓是處於一個比該參考電壓e1低的位準。因此，該誤差放大器ERA1執行該分割電壓相對於該平穩-起動電容元件CS2之端電壓的誤差放大。由於該平穩-起動電容元件CS2是由該固定電壓電路I2逐漸充電，該端電壓逐漸上升到一個高電壓位準。該誤差放大器ERA1相對於該逐漸上升端電壓來誤差-放大該分割電壓。藉著它該輸出電壓VOUT根據該平穩-起動電容元件CS2之端電壓來逐漸上升的控制是因此被執行。這是平穩-起動運作。

當該平穩-起動電容元件CS2的端電壓在電壓位準上超過該參考電壓e1時，該誤差放大器ERA1相對於該參考電壓e1誤差-放大該分割電壓。該輸出電壓VOUT是因此根據該參考電壓e1來被控制。

當該DC-DC變換器被停止時，該切換電路SW22變成導通因此該平穩-起動電容元件CS2是經由該放電電阻元件RD2來被放電。在該平穩-起動電容元件CS2之放電的初始

階段，該平穩-起動電容元件CS2的端電壓是處於比該參考電壓e1高的位準。該誤差放大器ERA1相對於該參考電壓e1誤差-放大該分割電壓俾可根據該參考電壓e1來維持該輸出電壓VOUT在一個固定電壓位準。當該平穩-起動電容元
 5 件CS2被進一步放電時，一個端電壓逐漸降低比該參考電壓e1低。該誤差放大器ERA1相對於該逐漸降低端電壓來誤差-放大該分割電壓。藉著它該輸出電壓VOUT根據該平穩-起動電容元件CS2之端電壓來逐漸降低的控制是因此被執行。

在該等MOS電晶體FET1與FET2中，該正反器電路FF
 10 的設定和重置重覆導通狀態與非導通狀態。由於該正反器電路FF是由該振盪訊號CK設定，導通狀態與非導通狀態的周期是由從振盪電路OSC輸出之振盪訊號CK的振盪頻率決定。如稍後所述，根據該第一實施例，在輸出電壓VOUT於電壓位準方面由於該DC-DC變換器之起動或者停止而起
 15 的轉態持續期間該振盪頻率是逐漸增加和降低。

該振盪電路OSC的具體例子是顯示在第2圖中。一個鋸齒波是被輸出作為該振盪訊號CK。該頻率設定部份FSET具有後面的結構。一個電壓放大器AMP2的輸出端是連接到一個電晶體Q1的基極端。該電壓放大器AMP2的第一非反
 20 相輸入端是輸入有該電容元件CS1的端電壓VCS，而其之第二非反相輸入端是被輸入有一個穩定設定電壓e11。該電晶體Q1的射極端是連接到一個電流設定電阻元件RT的一個末端而且是連接到該電壓放大器AMP2的反相輸入端。該電流設定電阻元件RT的另一個末端是連接到一個地電位。

該電壓放大器AMP2和電晶體Q1是被形成作為一個緩衝器部份的例子，而該電流設定電阻元件RT是為一個電流設定部份的例子。該電晶體Q1之是為該緩衝器部份之輸出的射極端是被控制為該第一與第二非反相輸入端中之較低的電壓位準而且是被施加到該是為電流設定部份的電流設定電阻元件RT，藉此一個預定偏壓電流流動到該電晶體Q1。

該電晶體Q1的集極端是連接到電晶體Q2的汲極端和閘極端，而且是進一步連接到電晶體Q3的閘極端一個電源供應電壓VCC是供應到該等電晶體Q2和Q3的源極端。該等電晶體Q2和Q3構成一個電流鏡電路。由該電流設定電阻元件RT所設定的偏壓電流是藉著該電流鏡電路從該電晶體Q3輸出。

一個頻率設定電容元件CT的一個末端是連接到一個地電位。該電晶體Q3的汲極端是連接到該頻率設定電容元件CT的另一個末端而且是被提供作為一個輸出端CK。該輸出端CK是連接到電壓比較器COMP2的非反相輸入端。該電壓比較器COMP2的反相輸入端是被輸入有一個振盪訊號CK的峰電壓VH。該電壓比較器COMP2的輸出端是連接到電晶體Q4的閘極端。該電晶體Q4是連接在該輸出端與一個地電位之間。該振盪訊號CK是從該輸出端輸出。

以該電壓放大器AMP2與電晶體Q1作為例子的該緩衝器部份控制輸入到電壓放大器AMP2之反相輸入端的電壓俾可成為被施加到該兩個非反相輸入端之電壓中之較低之

一者。

即，當使用被施加到該兩個非反相輸入端之電壓中之較低之一者作為參考電壓時，該電壓放大器AMP2把一個在該參考電壓與施加到該電流設定電阻元件RT之電壓之間的
5 差放大並且把它輸出到該電晶體Q1的基極。由於施加到該電流設定電阻元件RT的電壓是端視流到該電流設定電阻元件RT的偏壓電流而定，當被施加的電壓隨著流到該電流設定電阻元件RT的電流是小而低時，該電壓放大器AMP2的輸出電壓上升俾增加該電晶體Q1的基極電流。當該電晶體
10 Q1的基極電流被增加時，該電晶體Q1的射極電流亦被增加因此流到該電流設定電阻元件RT的電流被增加。另一方面，當被施加的電壓是隨著流到該電流設定電阻元件RT的電流是大而高時，該電壓放大器AMP2的輸出電壓降低俾縮減電晶體Q1的基極電流。當該電晶體Q1的基極電流被減少
15 時，該電晶體Q1的射極電流亦被減少因此流到該電流設定電阻元件RT的電流被減少。因此，施加到該電流設定電阻元件RT的電壓與該參考電壓一致。

該偏壓電流是依據施加到該電流設定電阻元件RT的電壓來被決定。該偏壓電流是經由該電晶體Q1流到由電晶體
20 Q2與Q3所構成的電流鏡電路，而且是從該電晶體Q3輸出。被輸出的偏壓電流把該頻率設定電容元件CT充電而藉此隨著時間升高該輸出端的電壓位準。在穩定運作狀態中由於該偏壓電流被維持在預定電流值，該振盪訊號CK具有一個以預定斜度線性地增加的波形。由於該電壓比較器

COMP2，該輸出端的電壓值到達該峰電壓 V_H ，藉此該電晶體Q4通導俾使輸出端成地電位。當該輸出端成地電位時，由於電壓比較器COMP2的輸出電壓被反相俾使該電晶體Q4成非導通，該頻率設定電容元件CT利用該偏壓電流的充

5 電被再次起動。藉由重覆同一者，該振盪訊號CK被輸出。從輸出端輸出的振盪訊號CK具有鋸齒波形，如在第3圖中所示。在這裡，由於該頻率設定電容元件CT的電容值與該振盪訊號CK的峰電壓 V_H 皆是固定，該振盪訊號CK的振盪頻率變成一個與該偏壓電流成比例的頻率。在一個穩定運

10 作狀態中，以一個固定振盪頻率振盪的波形是被得到。

當該DC-DC變換器被起動時，該切換電路SW11導通因此該電容元件CS1開始由該固定電流電路I1充電。在該電容元件CS1之充電的初始狀態，該電容元件CS1的端電壓VCS是處於一個比穩定設定電壓 e_{11} 低的電壓位準。因此，該緩

15 衝器部份把該端電壓VCS施加到該電流設定電阻元件RT。

由於該電容元件CS1是由該固定電壓電路I1逐漸充電，該端電壓VCS逐漸上升到一個高電壓位準。藉著該電壓放大器AMP2與電晶體Q1，一個幾乎相同的電壓是根據該逐漸上升的端電壓VCS來被施加到該電流設定電阻元件

20 RT。由於電容元件CS1之因起動而起之充電運作的結果，施加到電流設定電阻元件RT的電壓逐漸增加而且該偏壓電流逐漸增加。據此，在起動指示之後由於時間的過去該振盪訊號CK的振盪頻率逐漸增加。於在第4圖中所示的振盪頻率特性中，該振盪頻率在區域(1)中朝上升方向移動。

當該端電壓VCS超過該穩定設定電壓e11的電壓位準時，施加到該電流設定元件RT的電壓是維持在穩定設定電壓e11。藉此，在穩定運作狀態中，該偏壓電流具有一個視該穩定設定電壓e11而定的電流值。據此，該振盪訊號CK的振盪頻率被固定。於在第4圖中所示的振盪頻率中，它具有在區域(2)中的頻率f0。為此，具有頻率f0的振盪周期是為第一周期的例子。

當該DC-DC變換器的運作被停止時，該切換電路SW12導通因此該電容元件CS1開始經由該放電電阻元件RD1放電。在電容元件CS1之放電的初始階段，該端電壓VCS是處於比該穩定設定電壓e11高的位準。施加到該電流設定電阻元件RT的電壓是維持在該固定設定電壓e11。該偏壓電流具有一個與在穩定運作狀態中之值相同的固定電流值。據此，該振盪訊號CK的振盪頻率具有，於在第4圖中所示的振盪頻率特性中，在區域(2)中的頻率f0。

當該電容元件CS1被進一步放電時，該端電壓VCS逐漸下降比該穩定設定電壓e11低。一個幾乎相同的電壓是根據該逐漸降低的端電壓VCS來被施加到該電流設定電阻元件RT。施加到該電流設定電阻元件RT的電壓逐漸地降低而且該偏壓電流逐漸下降。據此，在該停止指示之後由於時間的過去該振盪訊號CK的振盪頻率逐漸降低。於在第4圖中所示的振盪頻率特性中，該振盪頻率在該區域(1)中朝下降方向移動。

在第一實施例之DC-DC變換器的控制電路10中，由於

一個起動指示，從振盪電路OSC輸出之振盪訊號CK的振盪頻率逐漸增加。相似地，由於一個停止指示，從該振盪電路OSC輸出之振盪訊號CK的振盪頻率逐漸降低。藉此，在該DC-DC變換器中電流控制型控制是被執行，而且即使該

5 正反器電路FF是在振盪訊號CK的每個周期中設定且該MOS電晶體FET1變成導通狀態，一個在設定運作之間的時間間隔在一個給該DC-DC變換器的起動/停止指示之後能夠被延展一個預定周期。這抑制在轉態持續期間設定運作的過度重覆以致於不必要的電極供應是被抑制，因此，該

10 輸出電壓VOUT的滑順轉態能夠被實現。

在該第一實施例中，由於專屬的電容元件CS1與專屬的充電/放電電路(固定電流電路I1、電阻元件RD1、與切換電路SW11和SW12)是被設置以供設定振盪訊號CK的頻率，根據輸出電壓VOUT之轉態的狀態，到最佳振盪頻率轉態的調

15 整是有可能的。

第5圖是為該第一實施例的變化。取代在該第一實施例(第1圖)中所設置之專屬的電容元件CS1與專屬的充電/放電電路(固定電流電路I1、電阻元件RD1、與切換電路SW11和SW12)，一個平穩-起動電容器CS2的端電壓是被利用。輸

20 出電壓VOUT由於一個起動指示的上升及輸出電壓VOUT由於一個停止指示的下降是由一個藉由逐漸地把該平穩-起動電容元件CS2充電與放電來被得到的端電壓決定。藉由利用該端電壓，就一個振盪頻率而言，於起動時間在振盪頻率上的逐步增加及於停止時間在振盪頻率上的逐步降低

能夠被實現。

藉由取代用於該振盪訊號CK之振盪頻率之控制的平穩-起動電容元件CS2，該電路結構因為較低的電流消耗而能夠被縮減。

- 5 第6圖是為一個當藉著一個同步整流系統來起動與停止一個電流控制型DC-DC變換器時，藉由允許在同步整流元件中之電流的反向流動，控制輸出電壓VOUT之電壓轉態的電路例子。這是一個於起動時間或者停止時間在沒有降低振盪訊號CK之振盪頻率下平穩地執行輸出電壓VOUT之
- 10 斜坡控制的電路例子。

- 除了第8圖之習知技術的電路圖之外，第6圖的電路例子包括一個電壓比較器COMP3和一個同步整流控制電路21。該參考電壓e1是輸入到該電壓比較器COMP3的非反相輸入端，而該平穩-起動電容元件CS2的端電壓是輸入到該
- 15 電壓比較器COMP3的反相輸入端。再者，第6圖的電路例子包括一個電流偵測電極(ID)，一個在該等MOS電晶體FET1與FET2之間的連接點是連接到該電流偵測電極(ID)。

- 該同步整流控制電路21包括一個電壓比較器COMP4、一個OR閘OR1、和一個AND閘AND1。該電流偵
- 20 測電極(ID)是連接到該電壓比較器COMP4的反相輸入端而一個地電位是連接到該電壓比較器COMP4的非反相輸入端。該等電壓比較器COMP3和COMP4的輸出訊號是輸入到該OR閘OR1。該OR閘OR1的輸出訊號和一個來自該正反器電路FF之反相輸出端(*Q)的輸出訊號是輸入到該AND閘

AND1。該AND閘AND1的輸出端是連接到一個輸出電極(DL)。

是為同步整流元件的MOS電晶體FET2在該AND閘AND1的輸出訊號處於高位準時導通電流。這是輸入到該AND閘AND1之兩個輸入訊號皆處於高位準的情況。即，當該等電壓比較器COMP3和COMP4之輸出訊號中之至少一者處於高位準時，該正反器電路FF進入重置狀態因此一個高-位準訊號是從該反相輸出端(*Q)輸出。

在這裡，比較器COMP3之輸出訊號處於高位準的情況是在平穩-起動電容元件CS2的端電壓處於一個比參考電壓e1低的電壓位準時。這是一個在它期間該平穩-起動電容元件CS2於DC-DC變換器之起動時間或者停止時間被充電或者放電的轉態持續期間。

此外，比較器COMP4之輸出訊號是處於高位準的情況是在反相輸入端是為負電壓時。這是一個在它期間該MOS電晶體FET2是如同步整流元件一樣導通電流的持續期間。

就該電流控制型DC-DC變換器而言，該MOS電晶體FET1在來自該振盪器OSC100之振盪訊號CK100的每個周期中被強迫變成導通，而且電力是無限制地從輸入電壓VIN供應到該輸出電壓VOUT。特別地，當負載是輕時，該輸出電壓VOUT會過度上升。

因此，藉由把從該輸入電壓VIN過度地供應到該輸出電壓VOUT的電力返還到該輸入電壓VIN，該輸出電壓VOUT的斜坡控制在DC-DC變換器的起動時間與停止時間

能夠被平穩地執行。

就該電壓比較器COMP3而言，該平穩-起動電容元件CS2的端電極是比該參考電壓e1低，而在輸出電壓VOUT從起動運作列穩定運作狀態的轉態持續期間及在輸出電壓VOUT由於停止而從穩定運作狀態到停止的轉態持續期間，是為同步元件之MOS電晶體FET2之電流的反向流動是被允許。

在一個於正反器電路FF被設定之後直到該正反器電路FF被重置為止的時間期間，能量是被充積在該抗流線圈L1內。當該MOS電晶體FET1變成非導通時，累積在該抗流線圈L1內的能量是經由該MOS電晶體FET2被釋放到輸出側。電力被供應到該負載，而且電荷是累積在該平滑電容器C1內，因此該輸出電壓VOUT上升。當連接到該輸出電壓VOUT的負載是像在無負載條件中般輕時，累積在該抗流線圈L1內的能量是全部累積在該平滑電容器C1內而且僅被用於升高該輸出電壓VOUT。由於在能量上從抗流線圈L1到平滑電容器C1的轉移，該平滑電容器C1的電壓值(輸出電壓VOUT)在一個為根據抗流線圈L1之電感值與平滑電容器之電容值來被決定之振盪頻率之四分之一的時間到達一個峰值。

當在MOS電晶體FET2中的反向流動已被允許時，在平滑電容器C1的電壓於該是為振盪頻率之四分之一之時間的過去之後已到達一個峰值之後，一個電流開始在一個與該正常同步整流方向相反的方向流動，而且在該平滑電容器

C1內的能量開始返回到該抗流線圈L1。其後，當該MOS電晶體FET2變成非導通時，累積在該抗流線圈L1內的能量是經由該MOS電晶體FET1的本體二極體來返回到該輸入電壓VIN。藉此，過度供應的能量能夠被返還到該輸入電壓VIN。即使該DC-DC變換器的負載是輕，該DC-DC變換器的輸出電壓VOUT永不必要地上升，而且執行輸出電壓VOUT之平穩轉態的控制變成有可能的。

如同在上面詳細地作描述一樣，根據本實施例之電流控制型DC-DC變換器的控制電路10，是為該DC-DC變換器之主切換元件的該MOS電晶體FET1是由該正反器電路FF切換-控制。該振盪電路OSC是連接到該正反器電路FF的設定端(S)，而該正反器電路FF是在該振盪訊號CK的每個周期中被設定因此該MOS電晶體FET1進入導通狀態。就從該振盪電路OSC輸出的振盪訊號CK而言，當該DC-DC變換器是處於一個在一個停止狀態與一個穩定運作狀態之間的轉態狀態時，該振盪頻率根據在DC-DC變換器之輸出電壓VOUT之電壓值上的增加和減少來逐漸增加和減少。

此外，根據本實施例之電流控制型DC-DC變換器的控制方法，是為該DC-DC變換器之主切換元件的MOS電晶體FET1是在每個預定周期中被設定成導通狀態。在一個穩定運作狀態中，該預定周期是設置在一個是為一個第一周期的頻率 f_0 ，而在一個在穩定運作周期與停止狀態之間的轉態狀態中，在該第一周期(頻率 f_0)作為最短的周期下，該預定周期根據該DC-DC變換器之輸出電壓VOUT之電壓值上

的增加與減少來逐漸增加與減少。

即使藉著電流控制型的控制，在其中，MOS電晶體FET1是在振盪訊號CK的每個周期中被設定成導通狀態，該振盪訊號CK的振盪頻率在輸出電壓VOUT於一個起動指示之時逐漸上升的處理中逐漸地上升或者/及該振盪訊號CK的振盪頻率在輸出電壓VOUT於一個停止指示之時逐漸下降的處理中逐漸地下降，因此，當該DC-DC變換器是處於一個在一個停止狀態與一個穩定運作狀態之間的轉態狀態時，一個時間間隔能夠被延展，該MOS電晶體FET1是在該時間間隔被設定成導通狀態。無過度的電力被供應到該輸出電壓VOUT，因此，該輸出電壓VOUT能夠具有平穩的斜坡波形。

應要注意的是，本發明不被限制為前面所述的實施例，而且理所當然的是，各式各樣的改進與變化在沒有離開本發明的範圍與精神下能夠被達成。

例如，在本實施例中，振盪電路OSC是被構築具有該電容元件CS1的情況業已被描述，然而，一個電容電極能夠被設置俾可外部地提供一個電容元件。藉著外部地設置一個電容元件，在振盪訊號CK之振盪頻率上的逐步增加與降低能夠被自由調整。在這情況中，代替外部設置一個電容元件，直接從一個外部控制電路或其類似輸入控制電壓亦是有可能的。

此外，雖然固定電流電路I1被設置作為充電電流部份且放電電阻元件RD1被設置作為充電電流部份俾把該電容

元件CS1充電/放電之情況的描述業已被提供，本發明不被限制為這樣。本發明能夠被構築以一個電阻元件代替該固定電流電路I1或者與該固定電流電路I1一起及被構築以一個固定電流電路代替該固定電流電路I1或者與該固定電流電路I1一起。

根據本發明，提供一種在電流控制型DC-DC變換器之電源-開啟或/及電源-關閉之時控制該DC-DC變換器之輸出電壓俾可具有平順斜坡波形的DC-DC變換器控制電路，及其之控制方法變成有可能的。

10 【圖式簡單說明】

第1圖是為第一實施例的電路圖。

第2圖是為一個振盪電路的具體例子。

第3圖是為一個振盪訊號CK的波形圖。

第4圖是為一個顯示一個振盪電路之振盪頻率特性的圖表。

第5圖是為一個顯示該第一實施例之變化的電路圖。

第6圖是為用於執行輸出電壓之斜面控制之另一個裝置的電路圖。

第7圖是為一種習知技術的電路圖(電壓控制型)。

第8圖是為一種習知技術的電路圖(電流控制型)。

第9圖是為一個顯示在第8圖中於起動時間一個輸出波形之斜波形的圖。

【主要元件符號說明】

105	DC-DC控制電路	110	誤差放大器
130	PWM比較器	10	控制電路
21	同步整流控制電路	I100	固定電流電路
C120	平穩-起動電容器	S100	切換電路
R100	電阻	R200	電阻
e100	參考電壓	AND100	AND電路
S200	負載電容放電切換電路	AMP1	電壓放大器
RS1	電流測量電阻	VP	電壓
VC	電壓	ERA1	誤差放大器
OSC100	振盪器	FF	正反器電路
FET1	MOS電晶體	FET2	MOS電晶體
COMP1	電壓比較器	SW21	切換電路
SW22	切換電路	I2	固定電流電路
CS2	平穩-起動電容器	RD2	放電電阻
e1	參考電壓	VOUT	輸出電壓
VIN	輸入電壓	L1	抗流線圈
DH	輸出端	DL	輸出端
C1	平滑電容器	FB0	輸入端
FB1	輸入端	R1	輸入電阻
R2	接地電阻	C2	平穩-起動電極
R	重置端	OSC	振盪電路

S	設定端	Q	非反相輸出端
*Q	反相輸出端	CS1	電容元件
FSET	頻率設定部份	SW11	切換電路
I1	固定電流電路	RD1	放電電阻
Q1	電晶體	AMP2	電壓放大器
VCS	端電壓	e11	待機設定電壓
RT	電流設定電阻元件	Q2	電晶體
Q3	電晶體	Q4	電晶體
CT	頻率設定電容元件	COMP2	電壓比較器
COMP3	電壓比較器	ID	電流偵測電極
COMP4	電壓比較器	OR1	OR閘
AND1	AND閘	DL	輸出端

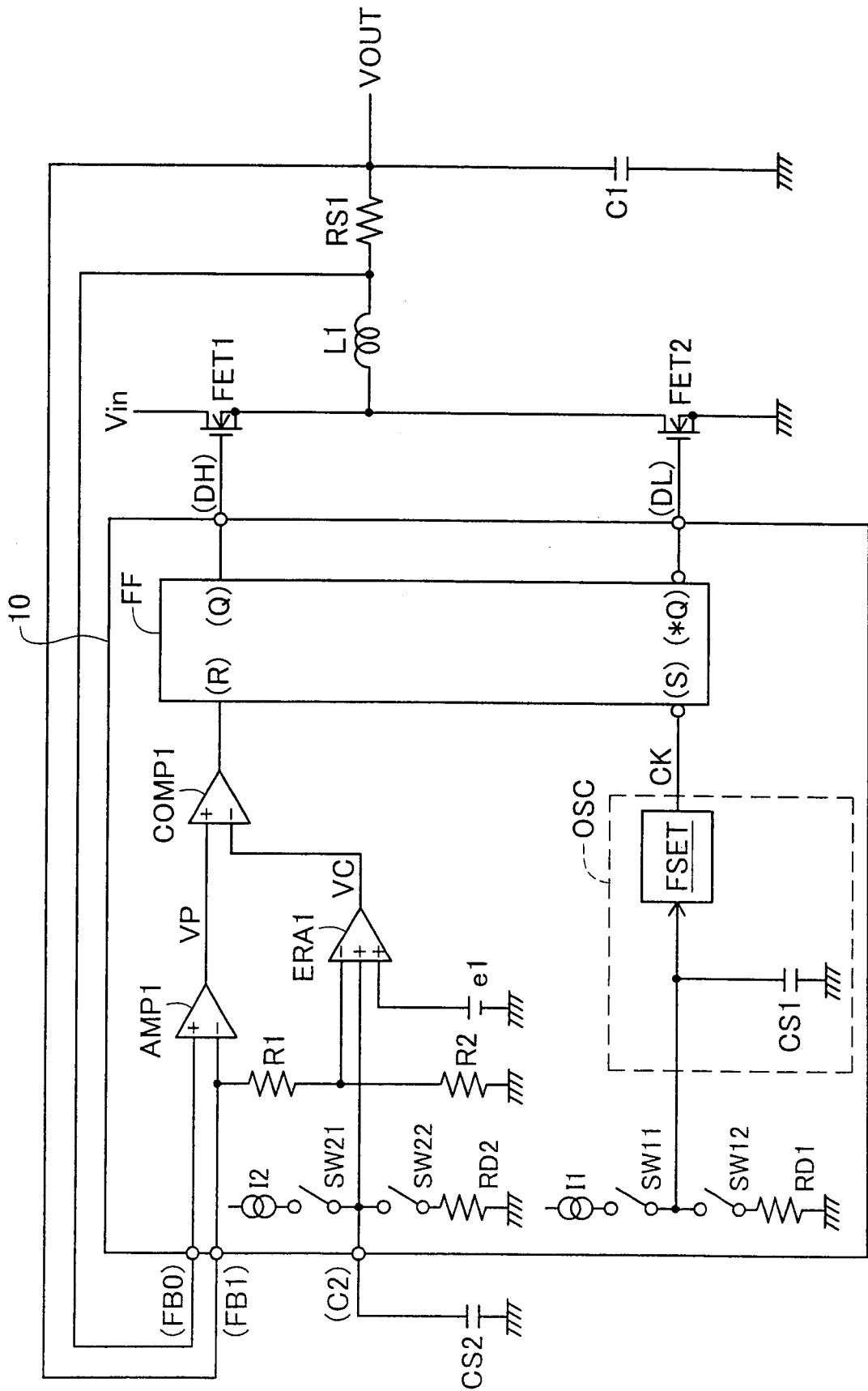
五、中文發明摘要：

本發明包括一個藉著切換來控制DC-DC變換器之主切換元件的正反器電路及一個連接到該正反器電路之設定端的振盪電路。該振盪電路輸出一個在該DC-DC變換器處於一個在停止狀態與穩定運作狀態之間的轉態狀態時根據在該DC-DC變換器之輸出電壓值上之增加與減少來在振盪頻率上逐漸增加與減少的振盪訊號。在輸出電壓逐漸上升與逐漸降低的處理中，該振盪訊號的振盪頻率逐漸上升與逐漸降低，一個時間間隔被延展，該主切換元件是在該時間間隔被設定成導通狀態。無過多的電力被供應到該輸出電壓，且該輸出電壓能夠具有平順的斜坡波形。

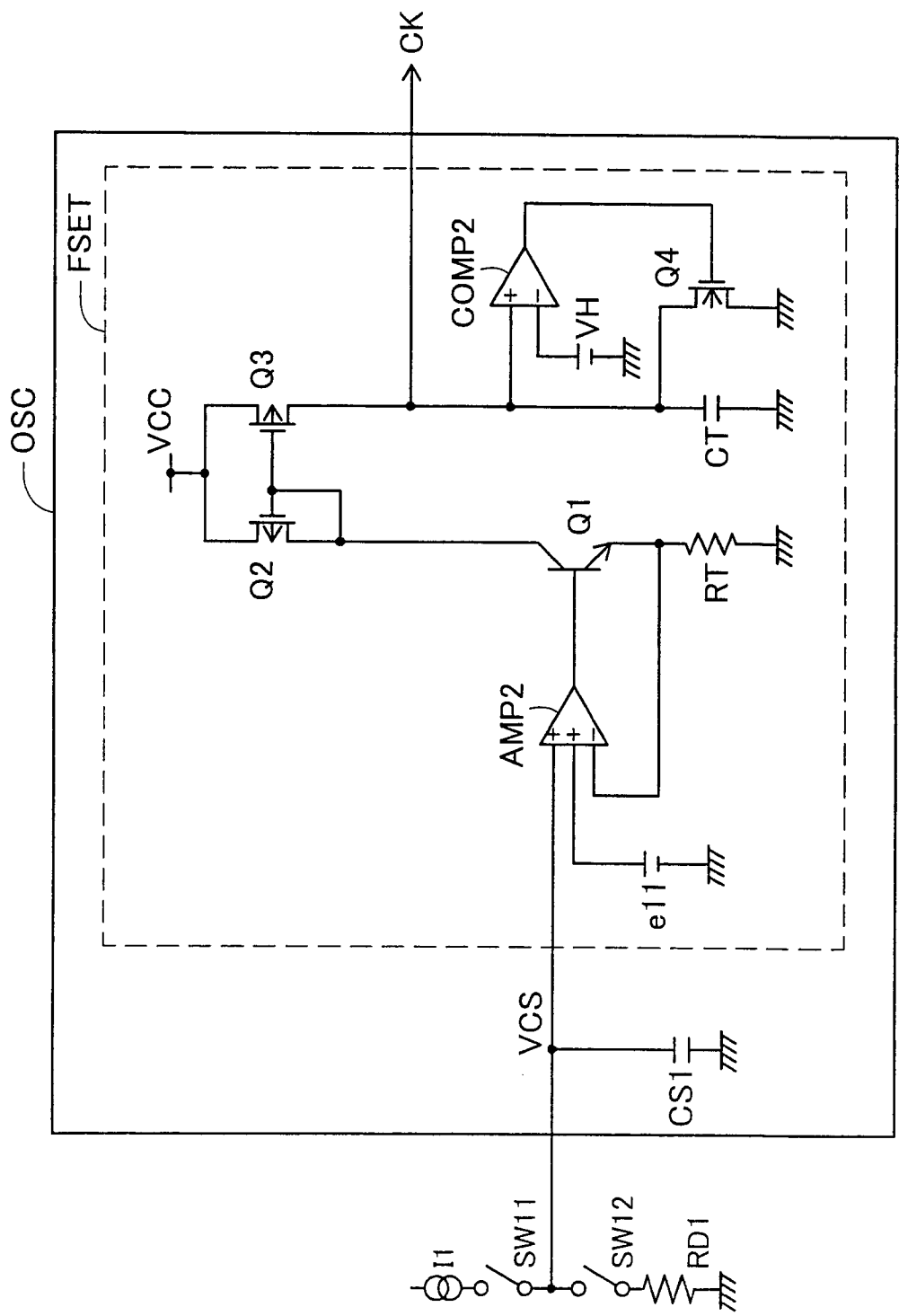
六、英文發明摘要：

The invention includes a flip-flop circuit that controls a main switching element of a DC-DC converter by switching and an oscillation circuit that is connected to a set terminal of the flip-flop circuit and outputs an oscillation signal that gradually increases and decreases in oscillation frequency in accordance with an increase and decrease in output voltage value of the DC-DC converter when the DC-DC converter is in a transition state between a stop state and a steady operation state. In a process that the output voltage gradually rises and gradually falls, the oscillation frequency of the oscillation signal gradually rises and gradually falls, a time interval at which the main switching element is set into a conductive state is extended. No excess electric power is supplied to the output voltage, and the output voltage can be made to have a smooth ramp waveform.

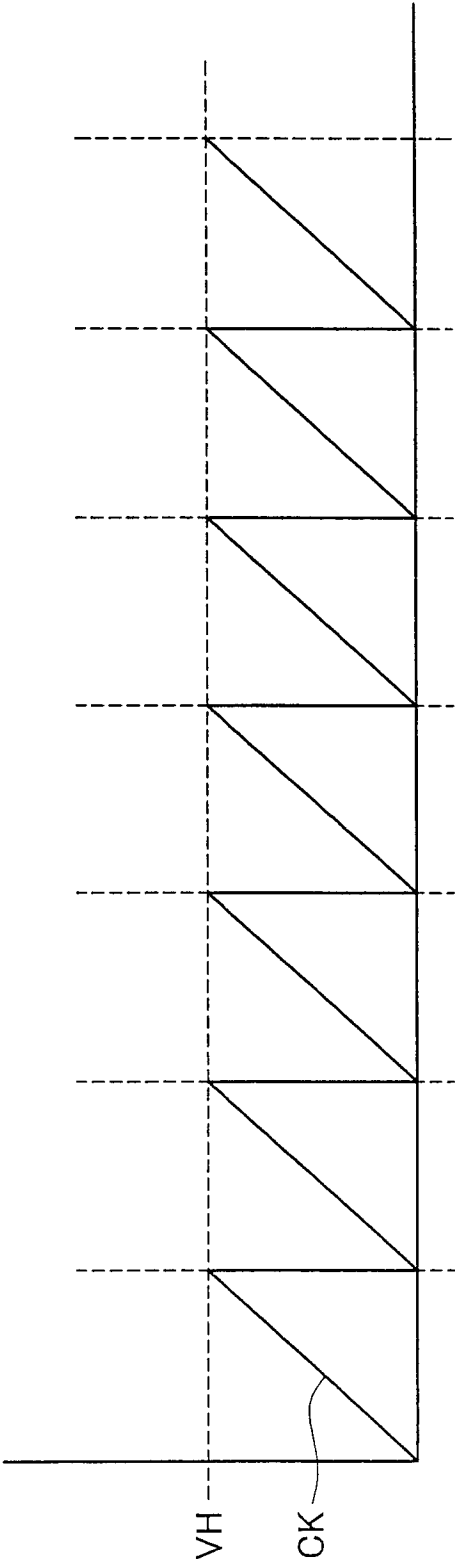
第 1 圖



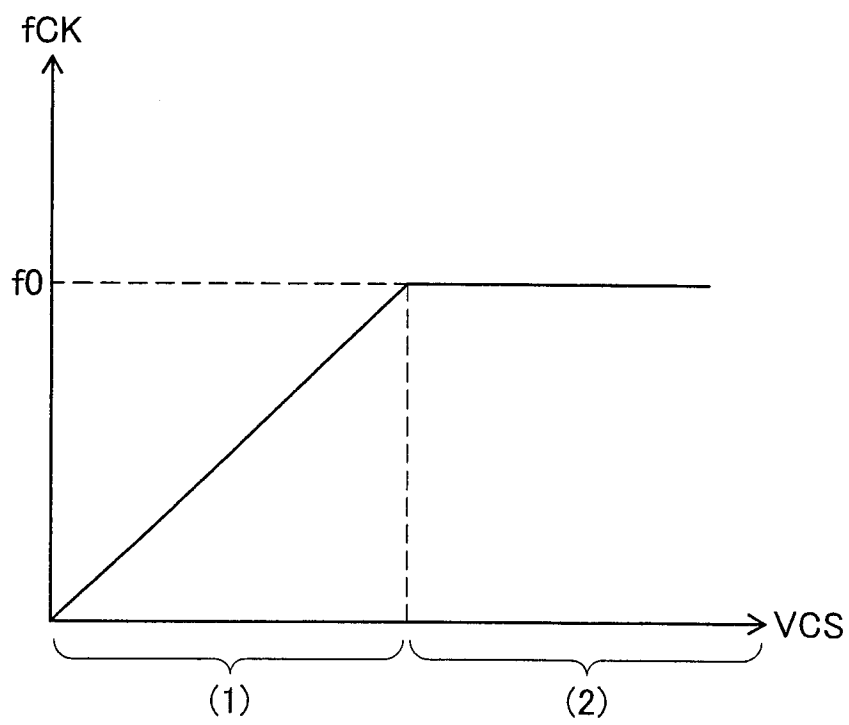
第 2 圖



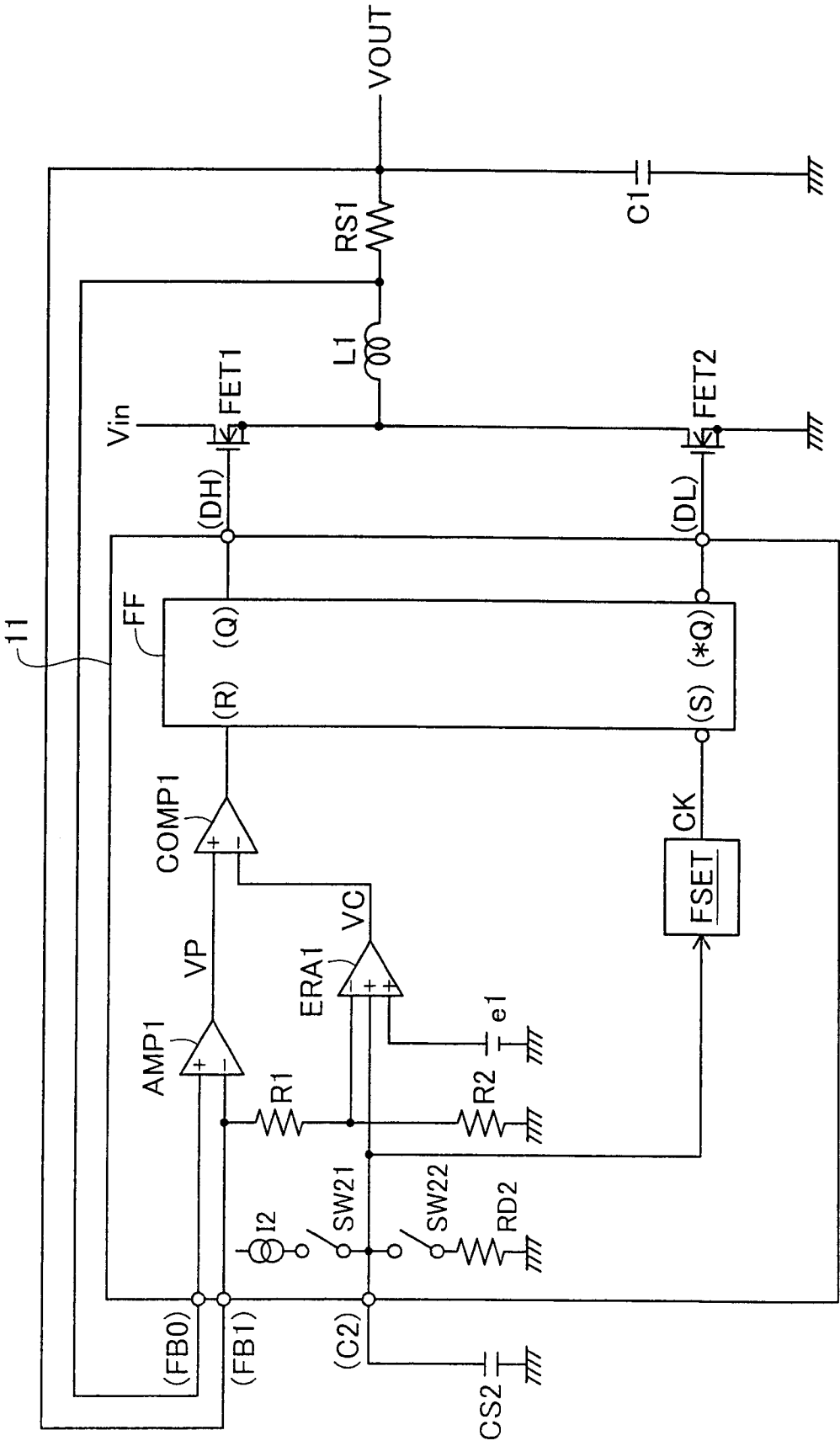
第 3 圖



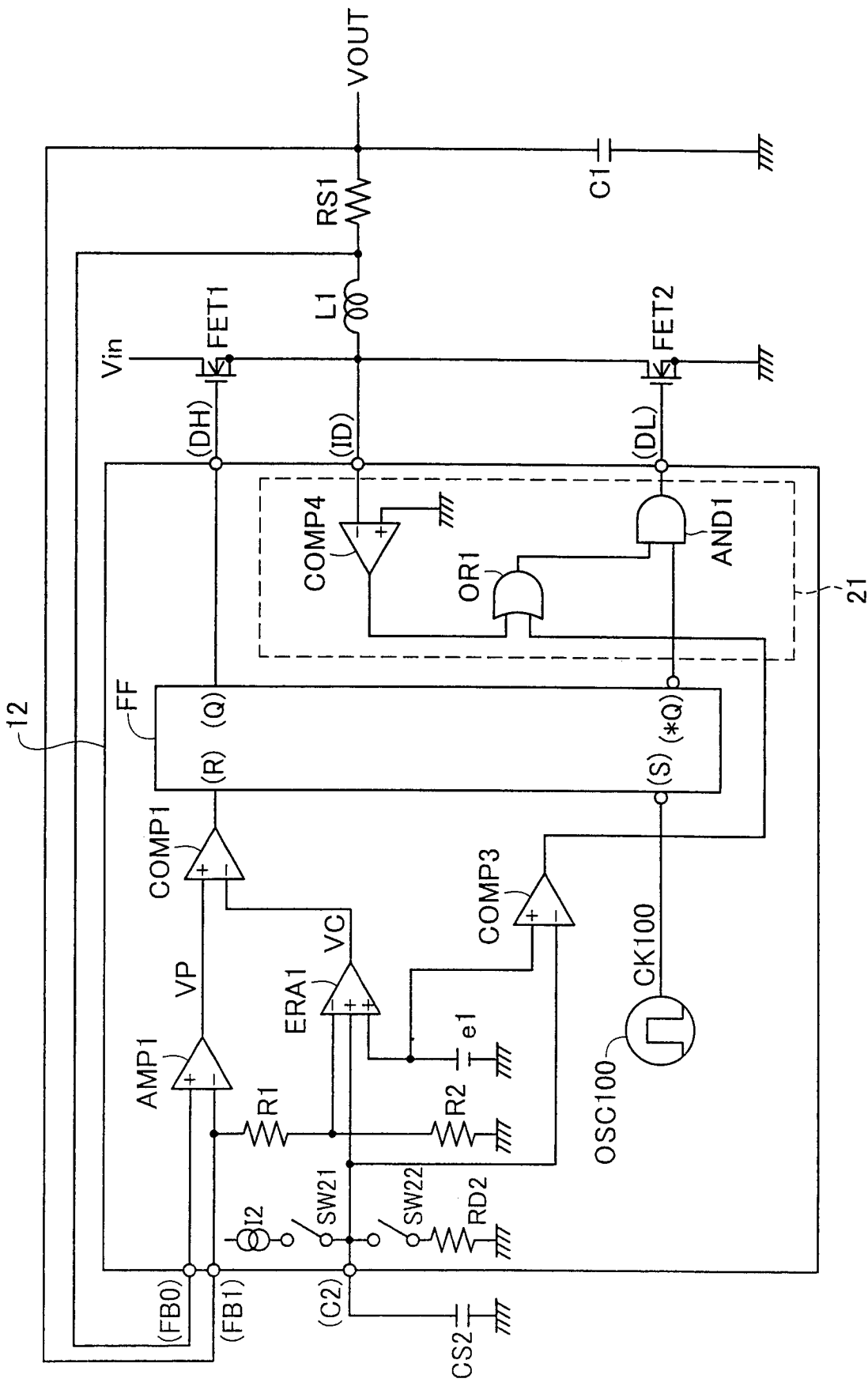
第 4 圖



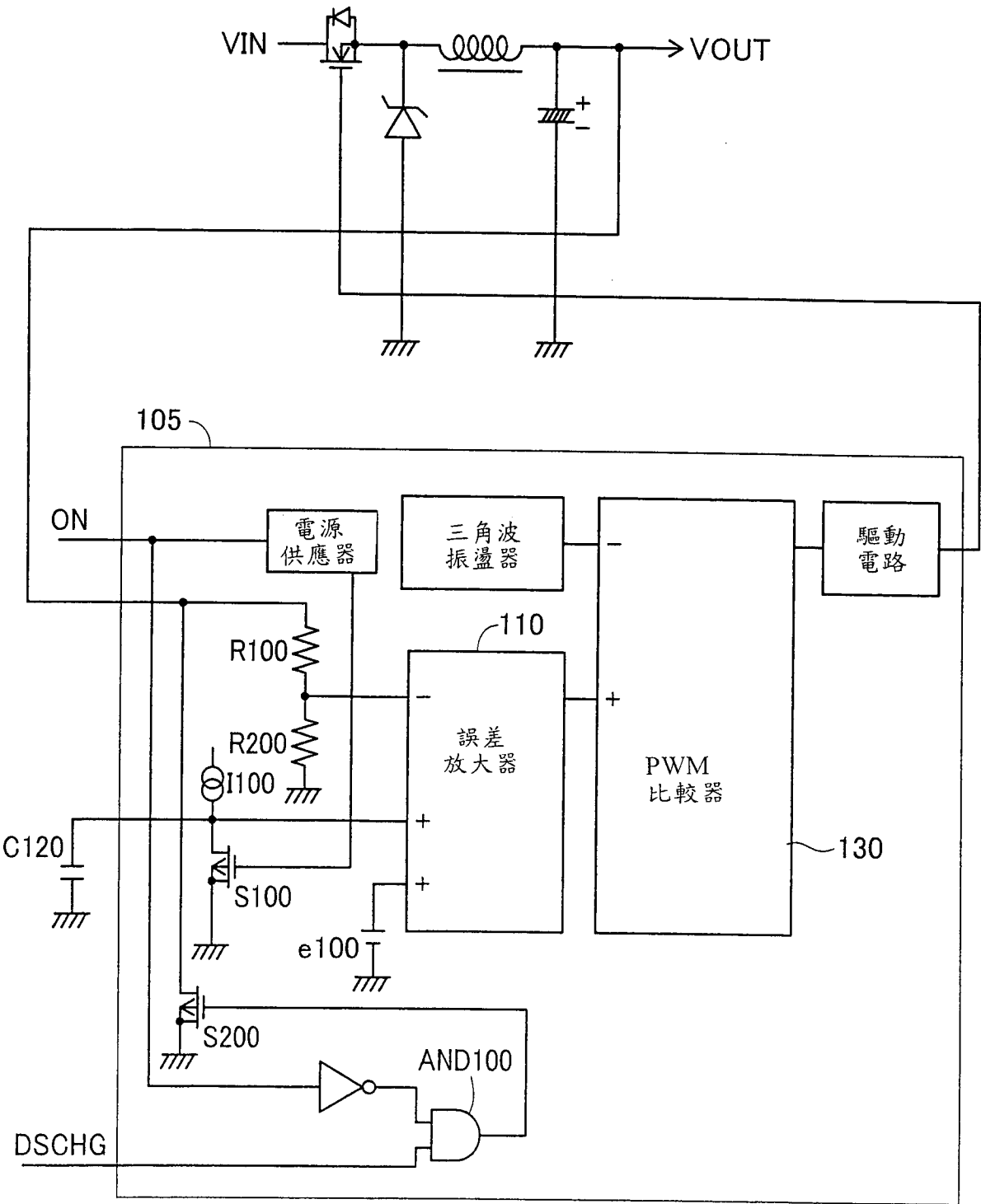
第 5 圖



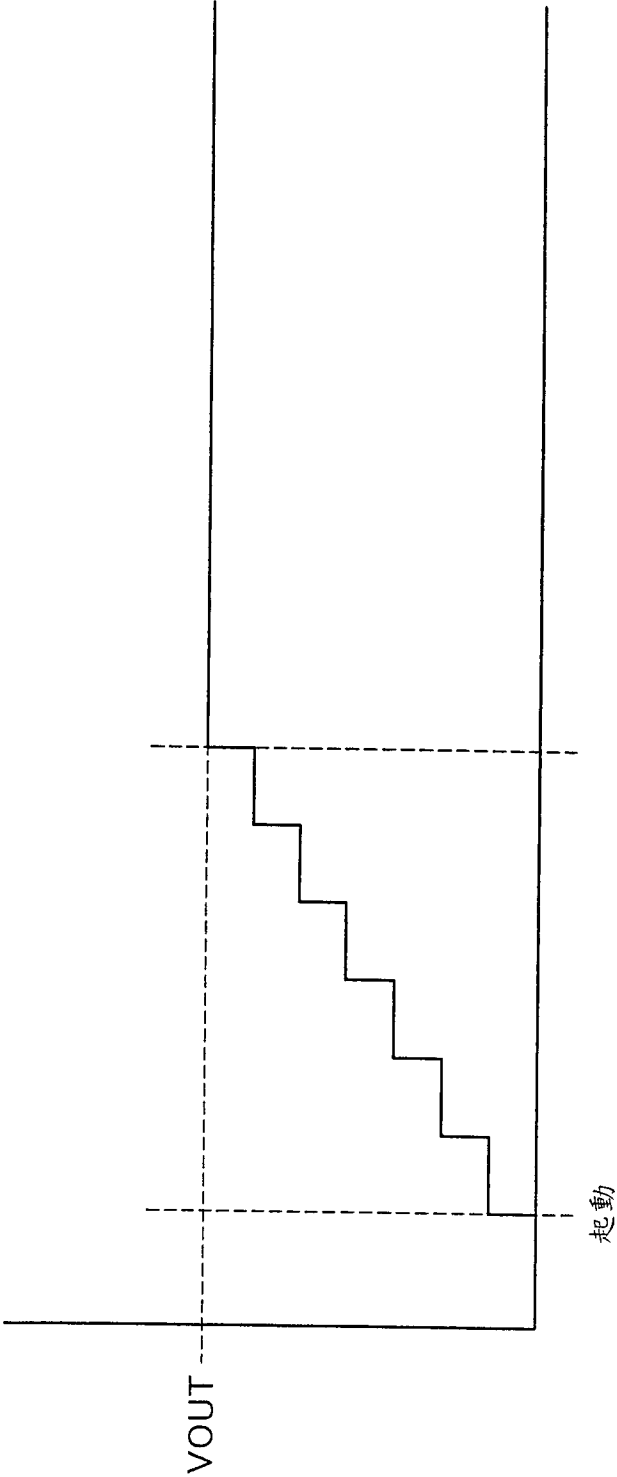
第 6 圖



第 7 圖



第 9 圖



七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第(1)圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

10	控制電路	AMP1	電壓放大器
FB0	輸入端	R1	輸入電阻
FB1	輸入端	R2	接地電阻
CS2	平穩-起動電容器	VP	電壓
C2	平穩-起動電極	ERA1	誤差放大器
I2	固定電流電路	e1	參考電壓
SW21	切換電路	VC	電壓
SW22	切換電路	CS1	電容元件
RD2	放電電阻	FSET	頻率設定部份
I1	固定電流電路	OSC	振盪電路
SW11	切換電路	CK	振盪訊號
SW12	切換電路	COMP1	電壓比較器
RD1	放電電阻	FF	正反器電路
R	重置端	DH	輸出電極
S	設定端	DL	輸出電極
Q	反相輸入端	Vin	輸入電壓
*Q	非反相輸入端	FET1	MOS電晶體
RS1	電流測量電阻	FET2	MOS電晶體
C1	平滑電容器	L1	抗流線圈
VOUT	輸出電壓		

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

發明專利說明書

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※ 申請案號：095118451

※ 申請日期：95.5.24

※IPC 分類：H02M 3/155 (2006.01)

H02M 3/04 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

電流控制式直流對直流變換器控制電路、電流控制式直流對直流變換器、及用以控制電流控制式直流對直流變換器之方法

CURRENT-CONTROLLED DC-DC CONVERTER CONTROL CIRCUIT, CURRENT-CONTROLLED DC-DC CONVERTER, AND METHOD FOR CONTROLLING CURRENT-CONTROLLED DC-DC CONVERTER

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

富士通微電子股份有限公司 / FUJITSU MICROELECTRONICS LIMITED

代表人：(中文/英文)

岡田晴基 / OKADA, HARUKI

住居所或營業所地址：(中文/英文)

日本國東京都新宿區西新宿二丁目 7 番 1 號

7-1, NISHI-SHINJUKU 2-CHOME, SHINJUKU-KU, TOKYO 163-0722 JAPAN

國 籍：(中文/英文)

日本 / JAPAN

三、發明人：(共 1 人)

姓 名：(中文/英文)

稻富研一 / INATOMI, KOICHI

國 籍：(中文/英文)

日本 / JAPAN

十、申請專利範圍：

98. 4. 1 6

1. 一種電流控制型直流對直流(DC-DC)變換器控制電路，
包含一個在一DC-DC變換器之周期性切換控制之時序指
示的振盪電路，其中

5 當該切換控制是處於一個在停止狀態與穩定運作狀
態之間的轉態狀態時，在該DC-DC變換器之輸出電壓值
隨著時間之過去而上升的轉態狀態中，該振盪電路逐漸
增加振盪頻率，而在該DC-DC變換器之輸出電壓值隨著
時間之過去而下降的轉態狀態中，該振盪電路逐漸降低
10 振盪頻率。

2. 如申請專利範圍第1項所述之電流控制型DC-DC變換器
控制電路，包含一個正反器電路，該正反器電路藉著切
換來控制該DC-DC變換器的主切換元件，其中

 從該振盪電路輸出的一個振盪訊號是輸入到該正反
15 器電路的設定端。

3. 如申請專利範圍第1項所述之電流控制型DC-DC變換器
控制電路，包含一個控制端，一個電壓訊號是輸入到該
控制端，藉著該電壓訊號，端電壓根據一個開始指示來
逐漸上升且該端電壓根據一個停止指示來逐漸下降，及

20 一個頻率設定部份，該頻率設定部份根據該控制端
的該端電壓來設定該振盪電路的振盪頻率。

4. 如申請專利範圍第3項所述之電流控制型DC-DC變換器
控制電路，包含：

 一個第一電流部份，該第一電流部份把電流輸出到

該控制端；

一個第一切換電路，該第一切換電路根據該開始指示來建立一個經由該第一電流部份到達該電路端的電流路徑；

5 一個第二電流部份，該第二電流部份從該控制端取出電流；及

一個第二切換電路，該第二切換電路根據該停止指示來建立一個經由該第二電流部份到達該電路端的電流路徑。

10 5.如申請專利範圍第4項所述之電流控制型DC-DC變換器控制電路，其中，該第一電流部份與該第二電流部份中之任一者或兩者包含一個固定電流電路與一個電阻元件中之任一者或兩者。

15 6.如申請專利範圍第3項所述之電流控制型DC-DC變換器控制電路，其中，該頻率設定部份包含一個根據該控制端之該端電壓來輸出一個電壓的緩衝器部份，及

一個根據該緩衝器部份之該輸出電壓來設定一個偏壓電流的電流設定部份。

20 7.如申請專利範圍第6項所述之電流控制型DC-DC變換器控制電路，其中，該緩衝器部份包含一個被輸入有該控制端之該端電壓的第一非反相輸入端，及

一個被輸入有一個設定在穩定運作狀態中之振盪頻率之穩定設定電壓的第二非反相輸入端，及

該緩衝器部份輸出該等被輸入到該第一與第二非反

相輸入端之電壓中之較低的電壓值。

- 8.如申請專利範圍第1項所述之電流控制型DC-DC變換器控制電路，其中，該振盪電路包含一個第一電容元件，在該第一電容元件中，由於根據一個開始指示來被逐漸充電，端電壓逐漸上升，且由於根據一個停止指示來被逐漸放電，該端電壓逐漸降低，及

一個根據該第一電容元件之該端電壓來設定一個振盪頻率的頻率設定部份。

- 9.如申請專利範圍第8項所述之電流控制型DC-DC變換器控制電路，包含：

一個把該第一電容元件充電的充電電流部份；

一個根據該開始指示來建立一個經由該充電電流部份到達該第一電容元件之充電路徑的第一切換電路；

一個把該第一電容元件放電的放電電流部份；及

一個根據該停止指示來建立一個從該第一電容元件經由該放電電流部份的放電路徑之第二切換電路。

- 10.如申請專利範圍第9項所述之電流控制型DC-DC變換器控制電路，其中，該充電電流部份與該放電電流部份中之任一者或兩者包含一個固定電流電路與一個電阻元件中之任一者或兩者。

- 11.如申請專利範圍第8項所述之電流控制型DC-DC變換器控制電路，其中，該頻率設定部份包含一個根據該第一電容元件之該端電壓來輸出一個電壓的緩衝器部份，及一個根據該緩衝器部份之該輸出電壓來設定一個

偏壓電流的電流設定部份。

12.如申請專利範圍第11項所述之電流控制型DC-DC變換器控制電路，其中，該緩衝器部份包含一個被輸入有該第一電容元件之端電壓的第一非反相輸入端，及

5 一個被輸入有一個設定在該穩定運作狀態中之振盪頻率之穩定設定電壓的第二非反相輸入端，及

該緩衝器部份輸出該等被輸入到該第一與第二非反相輸入端之電壓中之較低的電壓值。

13.一種電流控制型直流對直流(DC-DC)變換器，包含一個
10 在周期性切換控制之時序指示的振盪電路，其中

當該切換控制是處於一個在停止狀態與穩定運作狀態之間的轉態狀態時，在該DC-DC變換器之輸出電壓值隨著時間之過去而上升的轉態狀態中，該振盪電路逐漸增加振盪頻率，而在該DC-DC變換器之輸出電壓值隨著時間之過去而下降的轉態狀態中，該振盪電路逐漸降低振盪頻率。
15

14.如申請專利範圍第13項所述之電流控制型DC-DC變換器，包含：

一個主切換元件；及

20 一個正反器電路，該正反器電路藉著切換來控制該DC-DC變換器的主切換元件，其中

從該振盪電路輸出的一個振盪訊號是輸入到該正反器電路的設定端。

15.如申請專利範圍第13項所述之電流控制型DC-DC變換

器，其中，該振盪電路包含一個第一電容元件，在該第一電容元件中，由於根據一個開始指示來被逐漸充電，端電壓逐漸上升，且由於根據一個停止指示來被逐漸放電，該端電壓逐漸降低，及

- 5 一個根據該控制端之該端電壓來設定該振盪電路之振盪頻率的頻率設定部份。

16.如申請專利範圍第13項所述之電流控制型DC-DC變換器，包含：

 一個把該第一電容元件充電的充電電流部份；

- 10 一個根據該開始指示來建立一個經由該充電電流部份到達該第一電容元件之充電路徑的第一切換電路；

 一個把該第一電容元件放電的放電電流部份；及

 一個根據該停止指示來建立一個從該第一電容元件經由該放電電流部份的放電路徑之第二切換電路。

- 15 17.如申請專利範圍第16項所述之電流控制型DC-DC變換器，其中，該充電電流部份與該放電電流部份中之任一者或兩者包含一個固定電流電路與一個電阻元件中之任一者或兩者。

- 18.如申請專利範圍第15項所述之電流控制型DC-DC變換器，其中，該頻率設定部份包含一個根據該第一電容元件之該端電壓來輸出一個電壓的緩衝器部份，及

20 一個根據該緩衝器部份之該輸出電壓來設定一個偏壓電流的電流設定部份。

19.如申請專利範圍第18項所述之電流控制型DC-DC變換

器，其中，該緩衝器部份包含一個被輸入有該第一電容
元件之端電壓的第一非反相輸入端，及

一個被輸入有一個設定在該穩定運作狀態中之振
盪頻率之穩定設定電壓的第二非反相輸入端，及

5 該緩衝器部份輸出該等被輸入到該第一與第二非
反相輸入端之電壓中之較低的電壓值。

20.一種用於控制電流控制型直流對直流(DC-DC)變換器的
方法，周期性切換控制是由該DC-DC變換器執行，該方
法包含如下之步驟：

10 在一個穩定運作狀態中藉一個第一周期執行切換
控制，及

 當該切換控制是處於一個在停止狀態與穩定運作
狀態之間的轉態狀態時，在一個該DC-DC變換器之輸出
電壓值隨著時間之過去而上升的轉態狀態中，於該第一
15 周期為最短的周期下，逐漸增加振盪周期，及在一個該
DC-DC變換器之輸出電壓值隨著時間之過去而下降的轉
態狀態中，於該第一周期為最短的周期下，逐漸減少振
盪周期。