

肆、聲明事項：

☐ 本案係符合專利法第二十條第一項 ☐ 第一款但書或 ☐ 第二款但書規定之期間，其日期為： 年 月 日。

◎本案申請前已向下列國家（地區）申請專利 ☒ 主張國際優先權：

【格式請依：受理國家（地區）；申請日；申請案號數 順序註記】

1. 美 國；2002,11,12； 60/425,553

2. 美 國；2003,03,14； 10/389,037

3.

4.

5.

☐ 主張國內優先權（專利法第二十五條之一）：

【格式請依：申請日；申請案號數 順序註記】

1.

2.

☐ 主張專利法第二十六條微生物：

☐ 國內微生物 【格式請依：寄存機構；日期；號碼 順序註記】

☐ 國外微生物 【格式請依：寄存國名；機構；日期；號碼 順序註記】

☐ 熟習該項技術者易於獲得，不須寄存。

玖、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

發明領域

5 本發明係有關用於直流/直流轉換器的控制器，更具體的是有關用於控制電感電流位準而無需直接測量該電流位準的控制器。本申請案請求了2002年11月12日申請的美國臨時專利申請案第60/425,553號之申請日權益，該案之教示內容在此被引作參考。

【先前技術】

10 發明背景

直流/直流轉換器用來把一個輸入直流電壓轉換為一個輸出直流電壓。該類轉換器可以降低或升高輸入直流電壓。一種降壓型轉換器為同步降壓型轉換器。該轉換器通常有一個控制器、驅動器、一對開關和一個與該對開關相連的電感電容（LC）濾波器。該控制器提供一個控制信號給驅動器，從而驅動該對開關，例如一個高側開關和一個低側開關。該驅動器交替地閉合和斷開每個開關，從而控制電感電流和直流/直流轉換器的輸出電壓。該控制器通常利用一個脈寬調變信號來控制高側和低側開關的狀態。

20 通常，如果PWM(脈寬調變)信號為高位準，則高側開關為閉合（ON）且低側開關為斷開（OFF）。此開關狀態在此稱為“開關閉合”（switch ON）狀態。在該狀態，電感與輸入電壓源相連。對於降壓型轉換器，輸入電壓必定大於輸出電壓，因此在該開關閉合狀態，電感上有一個淨正

電壓。因此，電感電流開始斜線上升。如果PWM(脈寬調變)信號為低位準，則高側開關為斷開(OFF)且低側開關為閉合(ON)。此開關狀態在此稱為“開關斷開”(switch OFF)狀態。對於降壓型轉換器，在此開關斷開狀態電感上有一個淨負電壓。因此，電感電流在該開關斷開狀態開始斜線下降。從而，PWM(脈寬調變)信號的脈衝寬度決定開關閉合狀態的閉合時間和開關斷開狀態的斷開時間。該脈衝寬度可以通過一個檢測電阻或比較輸出電壓和參考電壓位準方式直接監視電感電流位準來調整。

10 因此，在本領域中對於用於直流/直流轉換器的控制器就存在一種需要，即根據直流/直流轉換器的輸入電壓減去表示輸出電壓的信號的差值，在第一時間間隔內提供一個的PWM(脈寬調變)信號。

【發明內容】

15 發明概要

基於本發明的用於直流/直流轉換器的控制器是用來把一個輸入電壓轉換為一個輸出電壓。該控制器根據表示輸入電壓的第一信號減去表示輸出電壓信號的第二信號的差值，在第一狀態下第一時間間隔內提供一個PWM(脈寬調變)信號。

20 在一個實施例中，該控制器可包括一個用於提供第一電流位準的第一電流源，和一個用於提供第二電流位準的第二電流源。該控制器還可包括一個能量儲存元件，該能量儲存元件由一個等於第二電流位準減去第一電流位準的

充電電流在第一時間間隔內進行充電。

在另一個實施例，該控制器可包括一個用來在第一狀態下第一時間間隔內提供一個PWM(脈寬調變)信號的選通時間單觸發電路 (on-time one shot circuit)。

- 5 另一方面，本發明還提供了一種控制直流/直流轉換器中的一對開關的方法。該方法包括：監測表示直流/直流轉換器的輸入電壓的第一電壓位準；監測表示直流/直流轉換器的輸出電壓的第二電壓位準；和根據第一信號和第二信號的差值判定一個第一時間間隔來驅動一對開處於開關閉合狀態。
- 10

- 在本發明的另一個實施例中，還提供了一個用來把輸入電壓轉換為輸出電壓的直流/直流轉換器。該直流/直流轉換器包括：一個根據表示輸入電壓的第一信號減去表示輸出電壓信號的第二信號、用來在第一狀態下第一時間間隔內提供一個的PWM(脈寬調變)信號的控制器；一個用來接收至少該PWM(脈寬調變)信號且提供一個開關驅動信號的驅動電路；一對包括一個高側開關和一個低側開關的開關，該開關響應該開關驅動信號來驅動該對開關處於開關閉合狀態，在該開關閉合狀態時高側開關閉合、低側開關斷開、且該PWM(脈寬調變)信號處於第一狀態；和一個與該對開關的輸出相連接的電感，其中在開關閉合狀態下該電感上的電流位準增加。
- 15
- 20

圖式簡單說明

第1A圖所示為本發明的一種包括一個控制器的直流/

直流轉換器的方塊圖；

第1B圖所示為根據輸入PWM(脈寬調變)信號和低側致能信號，描述第1A圖中的該對開關的開關狀態的示範表格；

第2A圖所示為用於第1圖的直流/直流轉換器的控制器
5 的一個實施例的方塊圖；

第2B圖所示為描述第2A圖中控制器的能量儲存元件的充電位準的變化和在相同的時間間隔內電感電流位準的相關變化的比較曲線圖；

第3圖所示為用於第1圖的直流/直流轉換器的控制器
10 的另一個實施例的方塊圖；和

第4圖所示為第3圖中的示範延遲電路的詳細方塊圖。

【實施方式】

較佳實施例之詳細說明

根據本發明，第1A圖所示為一個包括一個控制器102
15 的示範直流/直流轉換器100。該控制器102可以用於各種直流/直流轉換器。所示直流/直流轉換器100為一個同步降壓型轉換器，該轉換器通常包括：控制器102、一個驅動器電路104、一對包括一個高側開關Q1和一個低側開關Q2的開關106和一個低通濾波器108。該低通濾波器包括一個電感L
20 和一個電容C。

控制器102通常用於提供一個PWM(脈寬調變)信號和低側開關致能信號(LDR_EN)給驅動器電路104。基於這些信號，驅動器電路104便能控制高側開關Q1和低側開關Q2的狀態。

控制器102具有一個能設定需要的輸出電壓目標的輸入引腳SLEW。在第1圖的示範實施例中，壓擺電容（slew capacitor） C_{slew} 基於電阻分壓器R2/R3中的電阻值和參考電壓值REF充電。本領域的技術人員將知道給壓擺電容充電且產生目標電壓信號的各種方法。在該實施例中，電壓從0擺動至根據壓擺電容 C_{slew} 設定的一個值。一個任選的檢測電阻R1可以用來提供一個表示流經電感L的電流位準的反饋電壓值給控制器102的引腳CSN和CSP。另外控制器102的VFB引腳可以接收表示輸出電壓位準 V_{out} 的反饋信號。

第1B圖所示為第1A圖中的高側開關Q1和低側開關Q2在各種PWM(脈寬調變)信號和LDR_EN信號狀態下的各個開關狀態的示範表格。如果LDR_EN信號為表格120中列122的數位1，則PWM(脈寬調變)信號的狀態控制開關Q1和Q2。例如，在該列122中，如果PWM(脈寬調變)為數位1，則Q1為閉合（ON）且Q2為斷開（OFF）。該狀態稱為開關閉合狀態。另外，在該列122中，如果PWM(脈寬調變)為數位0，則Q1為斷開（OFF）且Q2為閉合（ON）。該狀態稱為開關斷開狀態。

相反地，如果LDR_EN信號為數位0且PWM(脈寬調變)為數位1，則開關Q1和Q2處於開關閉合狀態。但是，如果PWM為數位0，則低側開關Q2保持斷開。如此，高側開關Q1和低側開關Q2在跳過狀態（skip state）或開關無效狀態（switch disable state）都為斷開（OFF）。

電感L的一端與輸出直流電壓相連，且另一開關端根據開關Q1和Q2的狀態（開關閉合或開關斷開狀態）交替的與輸入電壓Vin或地相連。在開關閉合狀態，電感與輸入電壓Vin相連。忽略檢測電阻R1上的很小的電壓降，電感L兩端的電壓差等於Vin-Vout。在一個降壓型轉換器中，輸入電壓Vin必定比輸出電壓Vout大，因此電感上有一個淨正電壓，且電感電流在開關閉合期間根據式1斜線上升。

$$(1) \ di/dt = (V_{in} - V_{out}) / L = \Delta I / T_{on}$$

式1中，Vin為直流/直流轉換器的輸入電壓，Vout為直流/直流轉換器的輸出電壓，Ton為開關Q1和Q2處於開關閉合狀態的時間間隔，L為電感L的值，且ΔI為在Ton期間電感電流的變化。在開關斷開期間，電感L上的電壓與Vout成一定比例。在該例中的降壓型轉換器中，電感上存在一個淨負電壓且電感電流根據式2斜線下降。

$$(2) \ di/dt = (V_{out}) / L = \Delta I / T_{off}$$

式2中，Vout為直流/直流轉換器的輸出電壓，Toff為開關Q1和Q2處於開關斷開狀態的時間間隔，L為電感L的值，且ΔI為在Toff期間電感電流的變化。

第2A圖所示為用於第1圖中的直流/直流轉換器的控制器200的一個實施例的更具體的方塊圖。通常，控制器200基於表示輸入電壓的第一信號減去表示輸出電壓信號的第二信號，提供一個數位1的PWM(脈寬調變)信號來將開關Q1、Q2置於開關閉合狀態。該第二信號可以是一個目標電壓位準信號，例如Vslew，或一個輸出電壓位準信號，例如

Vout。通常，採用一個目標電壓位準信號能產生更平滑的電流。在一個降壓型轉換器中，控制器200產生的PWM(脈寬調變)信號的任務循環(duty cycle)通常反比於輸入電壓和輸出電壓或目標電壓之間的差值。換句話說，隨著該差值的增加，PWM(脈寬調變)信號的任務循環就減小，從而減小開關Q1和Q2的“開關閉合”時間。相反，隨著第一信號和第二信號之間的差值減小，PWM(脈寬調變)信號的任務循環就增加，從而減小開關Q1和Q2的“開關斷開”時間。

在第2A圖所示的實施例中，該控制通常由在第一時間間隔內給能量儲存元件充電和在第二時間間隔內給能量儲存元件放電來支配。在第一時間間隔內，PWM輸出信號為數位1，因此開關Q1和Q2處於開關閉合狀態，且電感電流根據能量儲存元件202上的電壓成比例的升高。一旦能量儲存元件202上的電壓達到了預先設定的電壓臨界值，則PWM信號變為數位0，因此開關被驅動為開關斷開狀態。從而，電感電流隨著能量儲存元件202上的電壓的減小而成比例的減小。

控制器200通常包括不同的電流源I1、I2和I3，這些電流源基於由比較器CMP2、CMP3和CMP4產生的各個比較電壓，給能量儲存元件202充電和放電。第一電流源I1與輸出電壓或目標電壓成一定比例，例如Vslew，且用於提供一個第一電流位準。第二電流源I2與直流/直流轉換器的輸入電壓成一定比例，且用於提供一個第二電流位準。最後，第

三電流源I3與輸出電壓成一定比例，且用於提供一個第三電流位準，該第三電流位準通常大於第一電流位準，但並不必須大於。第三電流源I3並非必須。但是，它能濾除一個新PWM脈衝的寄生觸發現象。如果沒有採用第三電流源

5 I3，開關S2能直接給能量儲存元件202放電。控制器200還可以包括一個輸出判定電路240來提供PWM信號給開關驅動電路。

控制器200還可包括一個第一比較器CMP1，該比較器用於比較能量儲存元件202上的電壓（例如電容C1）與第二

10 電壓參考V2。第二電壓參考V2可以是一個額定電壓，例如在一個實施例中為20毫伏特，且與比較器CMP1的正極引腳相連，從而當能量儲存元件202上的電壓小於額定電壓V2時，CMP1提供一個高信號。

比較器CMP1的輸出還可以和反及閘G1相連。一個

15 SKIP輸入可以和反及閘G1的另一個輸入端相連。如果SKIP信號為0，不管比較器CMP1的信號是什麼，LDR_EN信號為數位1，從而PWM信號控制開關Q1、Q2的狀態。但是如果SKIP信號為數位1且比較器CMP1的輸出也為數位1，則反及閘G1的輸出為數位0。如此，如果PWM為數位0，則開關

20 Q1和Q2都被驅動為斷開狀態。

工作過程中，因為能量儲存元件202上的電壓被放電至地，能量儲存元件202上的電壓初始設定為0伏特，且輸出判定電路240提供一個數位0的PWM信號。當控制器致能，SLEW電壓將從零開始增加到基於R2和R3的比值。比較器

CMP3接著檢測到SLEW電壓大於表示輸出電壓Vout的反饋電壓VFB，因此提供一個數位1信號給輸出判定電路240的及閘G2。

5 因為電感L沒有電流流過，比較器CMP4不會檢測到任何過電流狀況，所以提供一個數位1信號給及閘G2。另外，因為能量儲存元件202上的電壓被放電至零伏特，當比較該電壓與額定電壓臨界值V2時，比較器CMP1的輸出信號也同樣為數位1。如此，所有及閘G2的輸入信號都為數位1，所以正反器242被觸發。此時，PWM信號變為數位1且開關S1
10 閉合。

當開關S1閉合，能量儲存元件202由一個等於第二電流源提供的第二電流位準減去第一電流源提供的第一電流位準的電流充電。有利的是，第一電流源提供的第一電流位準可以表示輸出電壓，例如，可以正比於例如Vout的輸出
15 電壓值，或一個例如Vslew或Vtarget的目標電壓位準。如此，能量儲存元件202由一個成正比於 $I(V_{in} - V_{out})$ 或 $(V_{in} - V_{slew})$ 的電流位準充電。

能量儲存元件202被充電直到達到預先設定的臨界電壓位準，例如V1或一個實施例中的2.5伏特。比較器CMP2
20 把能量儲存元件202上的電壓與預先設定的臨界電壓值進行比較，並基於它們之間的差值產生一個輸出信號給輸出判定電路240。如果能量儲存元件202的電壓達到預先設定的臨界電壓值V1，則比較器CMP2將輸出一個數位1信號給正反器242的重定引腳R來復位正反器，從而正反器的輸出

Q變為數位0，從而PWM信號也同樣變為數位0。

此時，開關S1被斷開，因為正反器輸出Q為數位0。如此，能量儲存元件202由電流源I1放電。如果及閘G3的輸出為數位1，則能量儲存元件202將會加速放電。如果PWM信號為數位0，上述情況就會發生，因此來自正反器242的QB引腳的及閘G3的一個輸入為數位1。另外，如果反饋電壓VFB信號小於SLEW電壓，則來自比較器CMP3的及閘G3的另一個輸入為數位1。如此，及閘G3的一個數位1將使得開關S2閉合。這樣，第三電流源可以與能量儲存元件202相連接來提供加速放電。在一個實施例中，電流源I3的值為 $10 \times I_Vout$ ，該值可以根據特定的能量儲存元件202和其他參數調整，從而得到一個想要的加速放電位準。另外，第三電流源I3也可以由短路來代替，從而開關S2會把能量儲存元件202放電至接地。

當PWM信號為數位0，能量儲存元件202上的電壓位準會繼續放電。根據比較器CMP3提供的SLEW電壓和反饋電壓VFB的比較，該放電可以是常規速度或加速。

一旦能量儲存元件202上的電壓位準被放電為小於額定臨界值V2的一個值（因此比較器CMP1的輸出為數位1），且比較器CMP3和CMP4的輸出都為數位1，隨著正反器的輸出Q變為數位1，便產生一個新PWM脈衝。

結合第2A圖，第2B圖所示為隨著時間變化能量儲存元件202上的電壓位準曲線 203。另外，曲線205為在相同的時間間隔內電感L上的電感電流位準。例如，在控制器200

工作的起始時間 (t_0)，能量儲存元件上的電壓為0伏特。
 在第一時間間隔內或時間 t_0 和 t_1 之間的 T_{on} ，當PWM輸出信號為數位1，能量儲存元件202上的電壓位準線性增加直到達到預先設定的臨界值 V_1 ，例如在一個實施例中為2.5伏特。

如此， t_0 和 t_1 之間的 T_{on} 取決於代表輸入電壓 V_{in} 的信號和代表輸出電壓 V_{out} 或 V_{target} 的信號之間差值，因為能量儲存元件202在該時間間隔內，由一個與該差值成比例的電流（電流源 I_2-I_1 ）進行充電。 T_{on} 的持續時間還取決於臨界電壓值 V_1 和能量儲存元件202的電壓值。其中能量儲存元件為一個電容 C_1 ，且第二電流源正比於 V_{out} ， T_{on} 的持續時間可以由如下式3得到：

$$(3) T_{on} = C_1 * V_1 / I (V_{in} - V_{out})$$

其中 C_1 為電容 C_1 的值， V_1 為預先設定的充電臨界值（在一個實施例中為2.5伏特），當第二電流源正比於 V_{out} 時， $I (V_{in} - V_{out})$ 為第二電流源 I_2 和第一電流源 I_1 之間的差值提供的充電電流值。

如果式(3)中的 T_{on} 用於式(1)的電感電流，則式(1)可以寫為：

$$(4) \quad \Delta I = (V_{in} - V_{out}) * (C_1 * V_1 / I (V_{in} - V_{out})) / L$$

因為 $(V_{in} - V_{out}) / I (V_{in} - V_{out})$ 為常量，則 ΔI 也為常量，因為其他各項(L 、 V_1 、和 C_1)也為常量。

如此，在 t_0 和 t_1 的 T_{on} 期間，電感電流隨著能量儲存元件202上的電壓位準的上升成比例的上升。在 t_1 和 t_2 的第二

時間間隔內，能量儲存元件202上的電壓位準由於放電而減小。與之相比較，在這段時間內，電感電流位準也減小。有利的是，當能量儲存元件202上的電壓達到零，例如在t2時刻，則t2時刻的電感電流也應該為零。如此，控制器200

5 也提供一個電感電流零值估計量。

對於每個PWM脈衝，當初始電感電流為零且能量儲存元件被完全放電時，跳過模式（skipping mode）被致能時（當SKIP信號為數位1）。當能量儲存元件被放電至小於額定電壓V2，比較器CMP1的輸出變為數位1。如果跳過模式

10 被致能，則LDR_EN通過反及閘G1被置成數位0。因此當電感電流為零，Q2的低側開關和Q1的高側開關變為斷開。因此，電感L的開關側將懸空。跳過模式有利於小負載狀況，因為當負載使能量儲存元件放電，就會開始一個新的PWM週期，從而減小Q1和Q2開關和導通損失。

15 第3圖所示為本發明的控制器300的另一個實施例。和第1A圖的實施例相同，控制器300根據相關直流/直流轉換器的輸入電壓減去代表輸出電壓的信號（例如Vout或Vtarget）的差值、提供一個PWM控制信號給相關的驅動器電路。但是，不是採用給能量儲存元件充電和放電，控制

20 器300實際上對時間段進行計數，並基於這些計數提供合適的PWM和LDR_EN信號。

例如，控制器300通常包括一個選通時間單觸發電路（on-time one shot circuit）302、一個低側驅動器單觸發電路（a low side driver one shot circuit）304、一個比較器306、

一個時間延遲電路308和一個反或閘310。時間延遲電路308可以是一個產生選通時間單觸發電路302的再觸發消隱電路。單觸發電路302和304可以由輸入信號下降沿觸發。

理想的，單觸發電路302的選通時間與直流/直流轉換器的輸入電壓 V_{in} 與直流/直流轉換器的輸出目標電壓 V_{target} 之間的差值成一定比例，且 T_{LDR} 與 V_{target} 成比例，如式（5）中所示：

$$(5) \quad \frac{T_{on}}{T_{LDR}} \cong \frac{V_{target}}{V_{in} - V_{target}}$$

實際上， T_{LDR} 通常選得比式（5）所得的短一點。有幾種方法可以產生 T_{on}/T_{LDR} 。通常， V_{target} 可以是一個不變值或者一個可變的離散值。單觸發電路302和304的延遲可以是基本時延的倍數的實際時延，例如，時延 T_o 可以由式（6）和（7）得到：

$$(6) \quad T_{on} = T_{o1} * M$$

$$(7) \quad T_{LDR} = T_{o2} * N$$

第4圖所示為一個示範延遲電路400，其可產生一個想要的時延來使為選通時間單觸發電路302保持合適選通時間。延遲電路400通常包括一個產生時間脈衝的振盪器402、一個計數時間脈衝的計數器404和一個比較計數值和倍數（例如 M 或 N ）的數位比較器406。從而，比較器產生一個表示計數器404是否達到必需的 M 或 N 數值的輸出信號。因此，適當的選通時間是通過計數與倍數 M 或 N 相比較

的數目來控制的。

因此就能通過倍數M和N選擇適當的延時。因為Ton是Vin 和 Vtarget的函數，且TLDR是Vtarget的函數，就有幾種方法可以控制它們。在第一個例子中，To1和To2相等且為常數。如此，倍數N可以由一個設定Vtarget的數位信號從詢查表(LUT)中產生。該例中的LUT是一維的，因為各個N值對應一個相應的Vtarget值。在相同的例子中，其中To1和To2相等且為常數，倍數M可以由一個設定Vtarget的數位信號和一個數位Vin信號從詢查表(LUT)中產生。該數位Vin信號可以採用一個AD轉換器來得到。如此，該例中產生M的LUT為二維，因為M值對應一個相應的Vtarget和Vin值。

在另一個例子中，To1和To2不相等。該例中，如果To2為常數，則倍數N與第一個例子中產生的方法相同。倍數M可以通過一個具有一個設定Vtarget的數位信號的一維LUT產生。但是，To1不是常量，而是Vin或Vin和Vtarget的函數。

在此描述的實施例只是採用本發明的其中幾個，但並不限於本發明。顯而易見，其他本領域的技術人員瞭解的實施例並不脫離申請專利範圍所定義的本發明的精神和範圍。

20 【圖式簡單說明】

第1A圖所示為本發明的一種包括一個控制器的直流/直流轉換器的方塊圖；

第1B圖所示為根據輸入PWM(脈寬調變)信號和低側致能信號，描述第1A圖中的該對開關的開關狀態的示範表格；

第2A圖所示為用於第1圖的直流/直流轉換器的控制器的
的一個實施例的方塊圖；

第2B圖所示為描述第2A圖中控制器的能量儲存元件
的充電位準的變化和在相同的時間間隔內電感電流位準的
5 相關變化的比較曲線圖；

第3圖所示為用於第1圖的直流/直流轉換器的控制器的
的另一個實施例的方塊圖；以及

第4圖所示為第3圖中的示範延遲電路的詳細方塊圖。

【圖式之主要元件代表符號表】

100…直流/直流轉換器	200…控制器
102…控制器	202…能量儲存元件
104…驅動器電路	240…輸出判定電路
106…開關	242…正反器
108…低通濾波器	I1…第一電流源
C…電容	I2…第二電流源
L…電感	I3…第三電流源
Cslew…壓擺電容	C1…電容
Q1…高側開關	G1…反及閘
Q2…低側開關	G2…及閘
R1…檢測電阻	G3…及閘
R2…電阻分壓器	S1…開關
R3…電阻分壓器	S2…開關
120…表格	V1…臨界電壓值(位準)
122、124…列	V2…第二電壓參考

CMP1…比較器

CMP2…比較器

CMP3…比較器

CMP4…比較器

203…電壓位準曲線

205…曲線

t0-t4…時間

300…控制器

302…選通時間單觸發電路

304…低側驅動器單觸發電路

306…比較器

308…時間延遲電路

310…反或閘

400…延遲電路

402…振盪器

404…計數器

406…數位比較器

伍、中文發明摘要：

一種直流/直流轉換器的控制器，被建構來在第一時間間隔內，根據直流/直流轉換器的一個輸入電壓減去一個表示其輸出電壓的電壓位準的差值，而提供第一狀態下的PWM信號。該控制器還可根據將它的一個能量儲存元件充電至一個預定位準所需要的時間，提供第一狀態下的PWM信號。當能量儲存元件被完全放電時，該控制器還可提供一個相關電感的零電感電流位準的估計量。該控制器還可以是一個對時間脈衝計數從而提供PWM信號的數位控制器。本發明還提供了一種包括該控制器的直流/直流轉換器和相應方法。

陸、英文發明摘要：

A controller for a DC to DC converter is configured to provide a PWM signal in a first state during a first time interval based on an input voltage less a voltage level representative of an output voltage of the DC to DC converter. The controller may provide the PWM signal in the first state based on the time it takes to charge an energy storage element of the controller to a predetermined level. The controller may also provide an estimator of a zero inductor current level in an associated inductor when the energy storage element is completely discharged. The controller may also be a digital controller that counts time pulses to provide the PWM signal. A DC to DC converter including such a controller and associated methods are also provided.

柒、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (2A) 圖。

(二)本代表圖之元件代表符號簡單說明：

200…控制器	V1…臨界電壓值(位準)
202…能量儲存元件	V2…第二電壓參考
240…輸出判定電路	CMP1…比較器
242…正反器	CMP2…比較器
I1…第一電流源	CMP3…比較器
I2…第二電流源	CMP4…比較器
I3…第三電流源	
C1…電容	
G1…反及閘	
G2…及閘	
G3…及閘	
S1…開關	
S2…開關	

捌、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

拾、申請專利範圍：

1. 一種用於把一個輸入電壓轉換為一個輸出電壓的直流/直流轉換器的控制器，該控制器根據表示該輸入電壓的一個第一信號減去表示該輸出電壓信號的一個第二信號的差值，在一個第一時間間隔內提供一個第一狀態下的PWM(脈寬調變)信號。
5
2. 如申請專利範圍第1項所述之控制器，其中，表示該輸出電壓的該第二信號是一個表示該輸出電壓需要的位準的目標電壓。
- 10 3. 如申請專利範圍第1項所述之控制器，其中，表示該輸出電壓值的該第二信號為該輸出電壓。
4. 如申請專利範圍第1項所述之控制器，其中該PWM信號的該第一狀態驅動一對開關至一個開關閉合狀態，且在該開關閉合期間，一個相應電感上的電流位準增加。
- 15 5. 如申請專利範圍第1項所述之控制器，其中該控制器還根據該第二信號，在一個第二時間間隔內於一個第二狀態下提供該PWM信號。
6. 如申請專利範圍第5項所述之控制器，其中該PWM信號的該第二狀態驅動一對開關至開關斷開狀態，且在該開關斷開期間，一個相應電感上的電流位準減小。
20
7. 如申請專利範圍第1項所述之控制器，其中該控制器還提供一個具有致能狀態和無效狀態的低側致能信號，且其中當該低側致能信號處於該致能狀態時，該PWM信號控制一對開關的一個低側開關。

8. 如申請專利範圍第7項所述之控制器，其中如果該致能信號處於該無效狀態時，該低側開關為斷開。
9. 如申請專利範圍第1項所述之控制器，其中該控制器包括：
- 5 一個提供一第一電流位準的第一電流源；
- 一個提供一第二電流位準的第二電流源；以及
- 由一個充電電流在該第一時間間隔內充電的一個能量儲存元件，該充電電流等於該第二電流位準減去該第一電流位準。
- 10 10. 如申請專利範圍第9項所述之控制器，其中該第一電流位準與表示該輸出電壓的一個需要位準的一個目標輸出電壓成一定比例，且該第二電流位準與該輸入電壓成一定比例。
11. 如申請專利範圍第9項所述之控制器，其中該第一電流位準與該輸出電壓成一定比例，且該第二電流位準與該輸入電壓成一定比例。
- 15 12. 如申請專利範圍第9項所述之控制器，其中該能量儲存元件包括一個電容。
13. 如申請專利範圍第9項所述之控制器，其中該PWM信號的該第一狀態驅動一對開關至開關閉合狀態，且在該開關閉合期間，一個相應電感上的電流位準增加。
- 20 14. 如申請專利範圍第13項所述之控制器，其中該第一時間間隔具有一個起始時間和一個結束時間，該起始時間開始於該能量儲存元件上的電壓為零時，該結束時間開

始於該能量儲存元件上的電壓達到一個預先設定電壓臨界值時。

15. 如申請專利範圍第14項所述之控制器，其中該起始時間與該相應電感的零電流位準相對應。

5 16. 如申請專利範圍第9項所述之控制器，其中該能量儲存元件在一個第二時間間隔內放電，且其中該控制器在該第二時間間隔內於一第二狀態下提供該PWM信號。

17. 如申請專利範圍第16項所述之控制器，其中該PWM信號的該第二狀態驅動一對開關至開關斷開狀態。

10 18. 如申請專利範圍第17項所述之控制器，其中在該第二時間間隔內，一個相應電感上的電流位準下降，且與該能量儲存元件的電壓位準的下降成一定比例。

19. 如申請專利範圍第16項所述之控制器，其中在該第二時間間隔內，該能量儲存元件通過該第一電流源提供的

15 該第一電流位準，以一個第一放電速率放電。

20. 如申請專利範圍第19項所述之控制器，其中還包括：

一個與該輸出電壓成一定比例且提供一個第三電流位準的第三電流源，其中該第三電流位準大於該第一電流位準，且其中在該第二時間間隔內該能量儲存元件通過該第一電流源和該第三電流源以一個第二放電速率放電，而該第二放電速率大於該第一放電速率。

20 過該第一電流源和該第三電流源以一個第二放電速率放電，而該第二放電速率大於該第一放電速率。

21. 如申請專利範圍第19項所述之控制器，其中還包括一個在該第二時間間隔內閉合，且以一個第二放電速率讓該能量儲存元件放電的開關。

22. 如申請專利範圍第16項所述之控制器，其中該第二時間間隔具有一個起始時間和一個結束時間，該起始時間開始於該能量儲存元件上的電壓達到一個預先設定電壓臨界值時，而該結束時間開始於該能量儲存元件上的電壓為零時。
23. 如申請專利範圍第9項所述之控制器，其中還包括一個輸出判定電路，其中該輸出判定電路根據該能量儲存元件上的電壓提供該PWM信號。
24. 如申請專利範圍第23項所述之控制器，其中該輸出判定電路包括：一個及閘和一個正反器，該及閘具有一個與該正反器的一個設置引腳相連的輸出端，且該正反器的一個輸出端提供該PWM信號。
25. 如申請專利範圍第9項所述之控制器，其中該控制器還提供一個具有致能狀態和無效狀態的低側致能信號，其中當該低側致能信號處於該致能狀態時，該PWM信號控制一對開關的一個低側開關。
26. 如申請專利範圍第25項所述之控制器，其中如果該致能信號處於該無效狀態時，該低側開關為斷開。
27. 如申請專利範圍第1項所述之控制器，其中該控制器包括一個在該第一時間間隔內提供該第一狀態下的該PWM信號的選通時間單觸發電路（on-time one shot circuit）。
28. 如申請專利範圍第27項所述之控制器，其中還包括一個控制該第一時間間隔的延遲電路。
29. 如申請專利範圍第28項所述之控制器，其中該延遲電

路包括：

一個計數脈衝並提供一個表示計數數目的計數器輸出信號的計數器；以及

5 一個接收該計數器輸出信號且比較該計數器輸出信號與一個預先設定的倍數的數位比較器，一旦該計數器輸出信號達到該預先設定的倍數，該數位比較器就結束該第一時間間隔。

30. 如申請專利範圍第28項所述之控制器，其中該預先設定的倍數由一個詢查表提供。

10 31. 如申請專利範圍第30項所述之控制器，其中該詢查表根據一個相應的該輸入電壓位準和一個相應的目標輸出電壓位準提供多個該預先設定的倍數中的一個。

32. 如申請專利範圍第27項所述之控制器，其中該控制器還包括一個低側開關致動單觸發電路（low side switch enable one shot circuit），該電路提供一個具有一個致能狀態和一個無效狀態的低側致能信號，其中當該低側致能信號處於該致能狀態時，該PWM信號控制一對開關的一個低側開關。

33. 如申請專利範圍第28項所述之控制器，其中如果該致能信號處於該無效狀態，則該低側開關為斷開。

20 34. 一種控制直流/直流轉換器的一對開關的方法，該方法包括下列步驟：

監視一個表示該直流/直流轉換器的一個輸入電壓的第一電壓位準；

監視一個表示該直流/直流轉換器的一個輸出電壓的第二電壓位準；以及

根據該第一信號和該第二信號的差值來判定第一時間間隔，從而驅動一對開關至開關閉合狀態。

5 35. 如申請專利範圍第34項所述之方法，其中該第一時間間隔取決於把一個能量儲存元件充電至一個預先設定的臨界位準所需要的時間。

36. 如申請專利範圍第34項所述之方法，其中該第一時間間隔取決於多個脈衝的計數。

10 37. 如申請專利範圍第34項所述之方法，其中該第二電壓位準為一個表示該輸出電壓的需要位準的目標輸出電壓位準。

38. 如申請專利範圍第34項所述之方法，其中該第二電壓位準為該直流/直流轉換器的該輸出電壓。

15 39. 一種把輸入電壓轉換為輸出電壓的直流/直流轉換器，該直流/直流轉換器包括：

一個控制器，用以根據一個表示該輸入電壓的第一信號減去一個表示該輸出電壓的第二信號的差值，在一個第一時間間隔內提供一個第一狀態下的PWM信號；

20 一個接收至少該PWM信號且提供一個開關驅動信號的驅動器電路；

一對包括一個高側開關和一個低側開關的開關，響應該開關驅動信號驅動該對開關至一個開關閉合狀態，在該開關閉合狀態下，當該PWM信號處於該第一狀態時，

該高側開關閉合且該低側開關為斷開；以及

一個與該對開關的一個輸出端相連的電感，其中在該開關閉合狀態下，該電感上的電流位準增加。

40. 如申請專利範圍第39項所述之直流/直流轉換器，其中該控制器還在一第二時間間隔內根據該第二信號提供在一第二狀態下的該PWM信號，該驅動器電路響應在該第二狀態下的該PWM信號而驅動該對開關至一個開關斷開狀態，在該開關斷開狀態下，該高側開關斷開且該低側開關閉合，其中在該開關斷開狀態下，該電感上的電流位準減小。

41. 如申請專利範圍第39項所述之直流/直流轉換器，其中該控制器還提供一個具有一個致能和一個無效狀態的低側致能信號，其中當該低側致能信號處於該致能狀態時，該PWM信號控制該低側開關。

42. 如申請專利範圍第41項所述之直流/直流轉換器，其中該低側開關響應於該低側致能信號的該無效狀態而斷開。

43. 如申請專利範圍第39項所述之直流/直流轉換器，其中該控制器還包括：

一個提供一第一電流位準的第一電流源；

一個提供一第二電流位準的第二電流源；以及

由一個充電電流在該第一時間間隔內充電的一個能量儲存元件，該充電電流等於該第二電流位準減去該第一電流位準。

44. 如申請專利範圍第43項所述之直流/直流轉換器，其中該能量儲存元件包括一個電容。

45. 如申請專利範圍第43項所述之直流/直流轉換器，其中該第一時間間隔具有一個起始時間和一個結束時間，該
5 起始時間開始於該能量儲存元件上的電壓為零時，該結束時間開始於該能量儲存元件上的電壓達到一個預先設定電壓臨界值時，且其中該起始時間與該電感的零電流位準相對應。

46. 如申請專利範圍第39項所述之直流/直流轉換器，其中
10 該控制器包括一個在該第一時間間隔內提供在該第一狀態下的該PWM信號的選通時間單觸發電路（on-time one shot circuit）。



第
VI
回

122	LDR_EN = 1	PWM = 1	Q1 ON	Q2 OFF	開關閉合狀態
124	LDR_EN = 0	PWM = 1	Q1 ON	Q2 OFF	開關閉合狀態
		PWM = 0	Q1 OFF	Q2 ON	開關斷開狀態
		PWM = 0	Q1 OFF	Q2 OFF	斷過狀態

第 13 圖

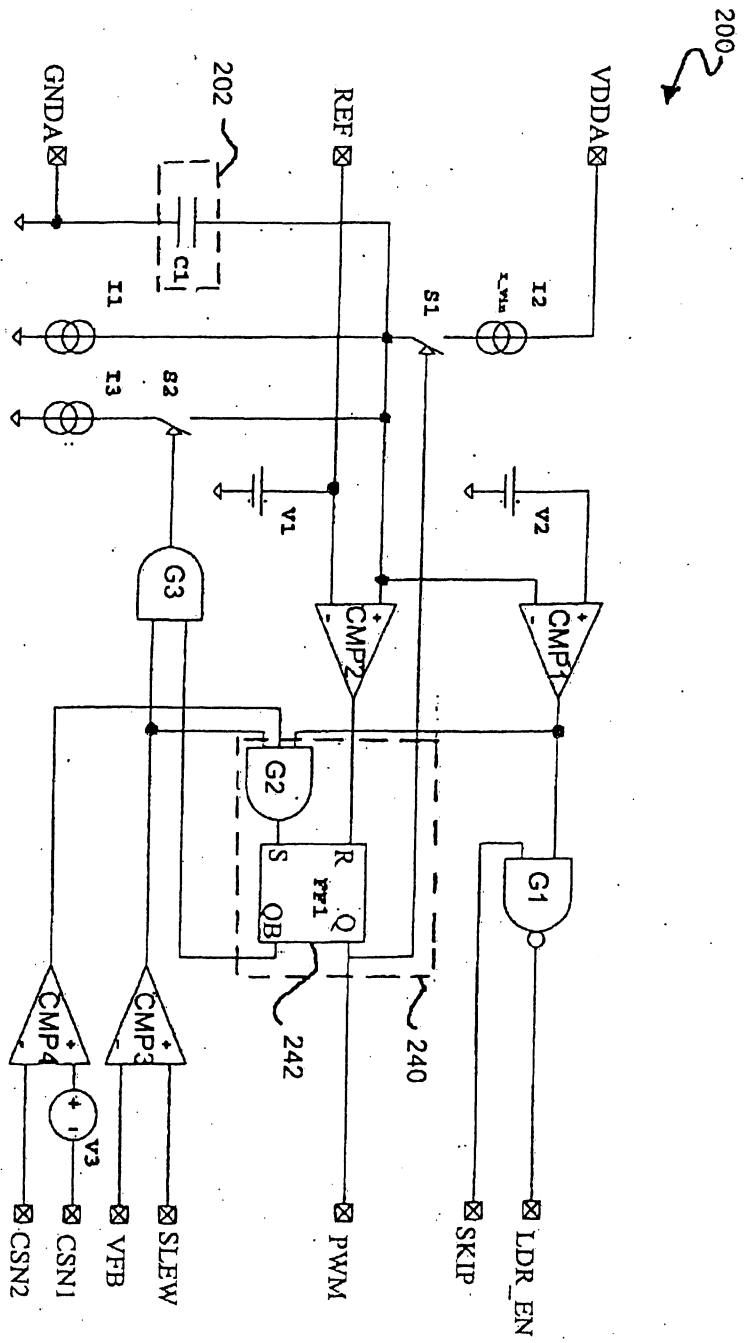
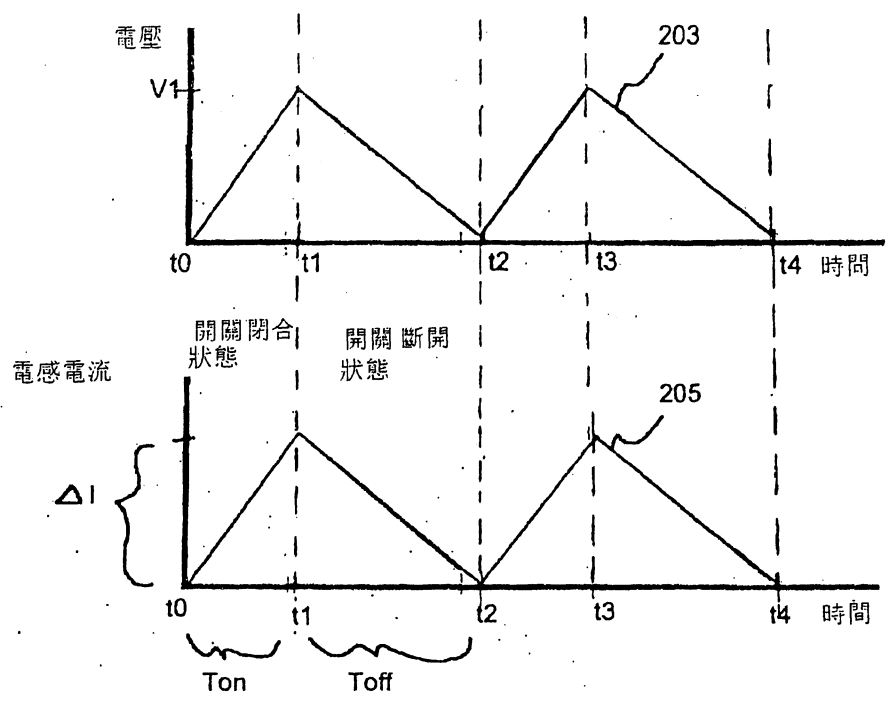
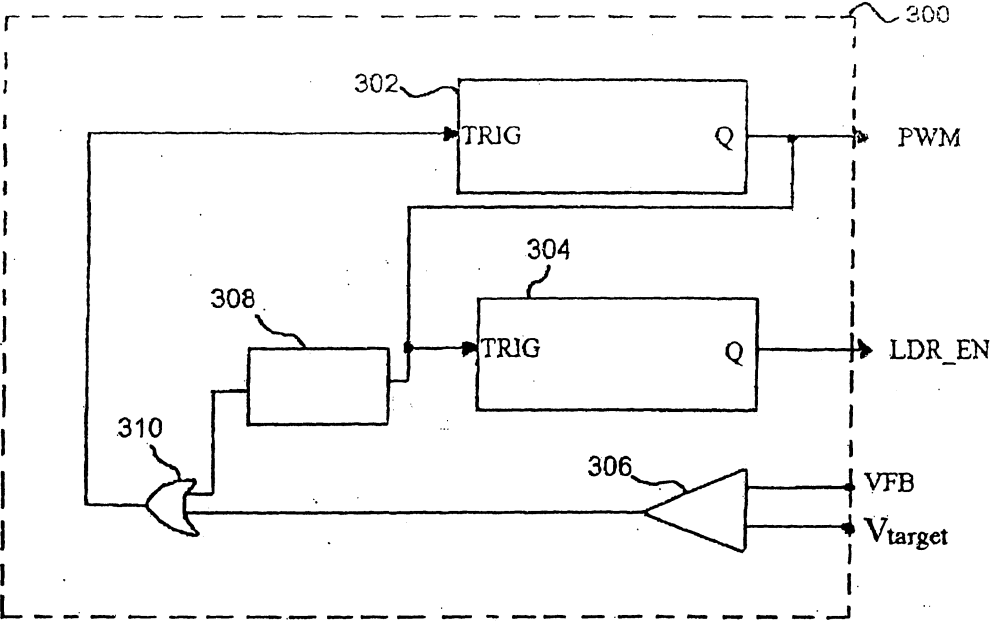


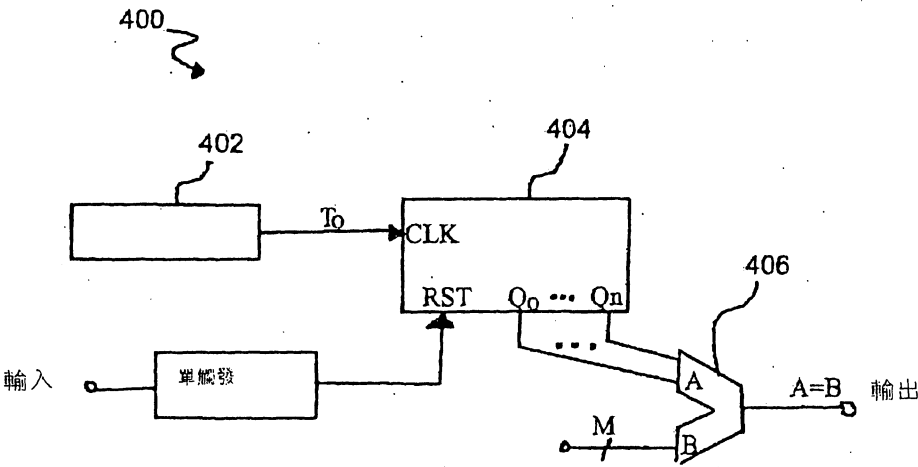
圖 2A 第



第 2B 圖



第 3 圖



第 4 圖

94. 4. 14
94. 4. 14

公告本

I238588

第 92130622 號申請案

發明專利說明書

修正本 94. 04. 14.

(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：92130622

※ 申請日期：94. 11. 03

※IPC 分類：H02M 3/00

壹、發明名稱：(中文/英文)

用於直流對直流變換器之控制器

CONTROLLER FOR DC TO DC CONVERTER

貳、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

美商·凹凸科技股份有限公司 / O2 MICRO, INC.

代表人：(中文/英文)

黃奕紹 / HUANG, MAX

住居所或營業所地址：(中文/英文)

美國加州聖大克萊拉·派翠克亨利道 3118 號

3118 Patrick Henry Drive, Santa Clara, CA 95054, U.S.A.

國籍：(中文/英文)

美國 / USA

參、發明人：(共 2 人)

姓名：(中文/英文)

1. 利普賽依 拉茲洛 / LIPCSEI, LASZLO

2. 龐貝斯庫 蕭邦-米哈依 / POPESCU, SERBAN-MIHAI

住居所地址：(中文/英文)

1. 美國加州聖約瑟·墨里斯巷 1550 號#71

1550 Maurice Lane #71, San Jose, CA 95129, U.S.A.

2. 美國加州坎貝爾·紫羅蘭 2143 號

2143 Violet Way, Campbell, CA 95008, U.S.A.

國籍：(中文/英文)

1. 2. 羅馬尼亞 / Romania